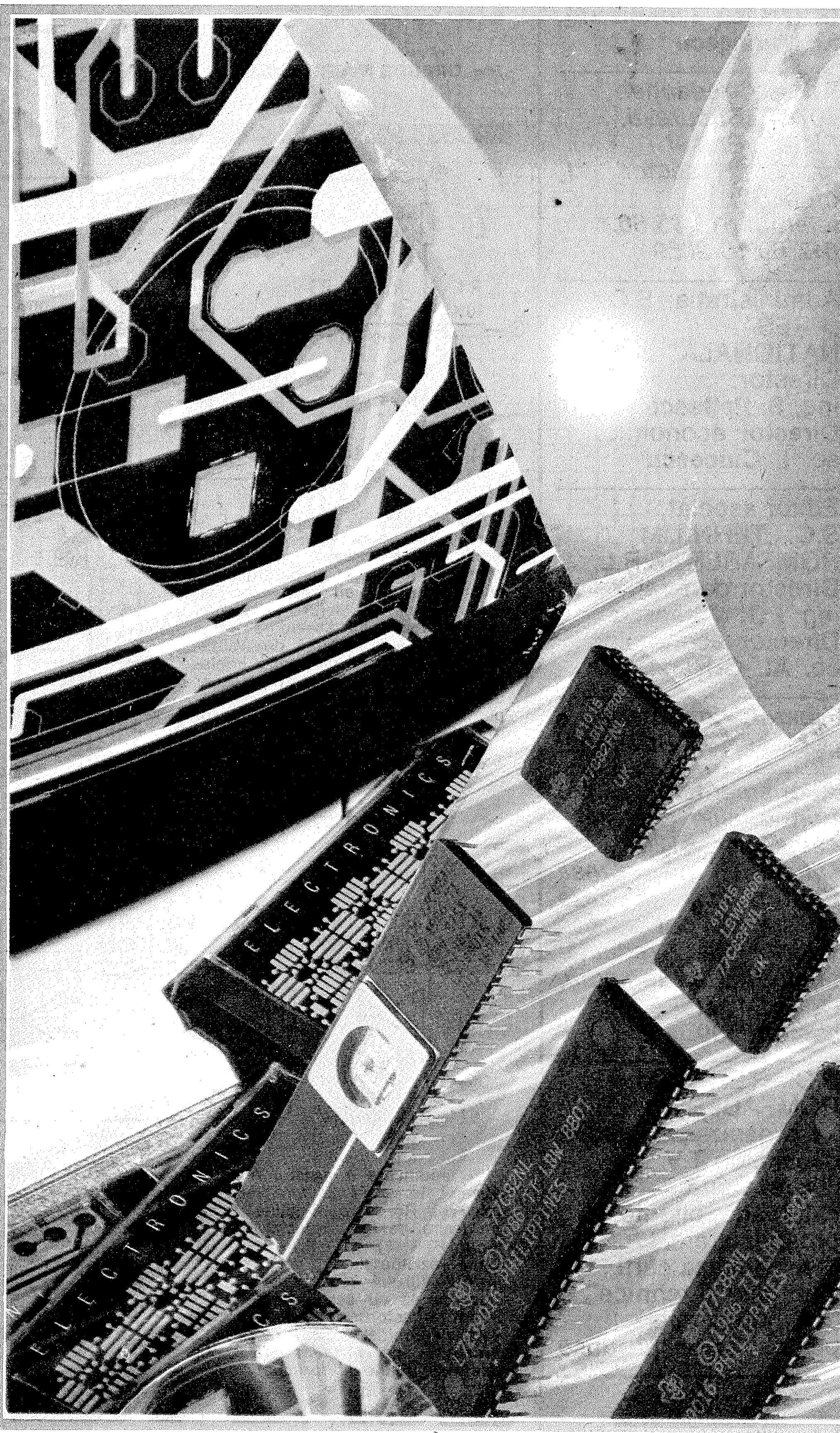
Tehnium

ANUL XXIII — NR. 275 10 / 1993

SUMAR



Revistă lunară pentru constructorii amatori
Redactor șef: ing. **ILIE MIHĂESCU**
Secretar general de redacție: ing. **ȘERBAN NAIÇU**

Colectivul redacției: **V. Stach, V. Cîmpeanu, I. Ivașcu (grafică), G. Ivașcu (corectură), M. Marinescu**

Adresa redacției: 79784 București, Piața Presei nr. 1, sector 1, of. p. 33, telefon: 618 35 66, 617 60 10/2059

Administrația: S.C. „PRESA NAȚIONALĂ" S.A.
Director: ing. **S. Pelteacu**
Director economic: ec. **I. Ciucescu**

Editor asociat: S.C. „TEHNIUM ROMFABER" S.R.L.
Director general: ing. **I.G. Mihăescu**
Director economic: ec. **Al. Crișan**

Tiparul: Imprimeria „Coresi" - București

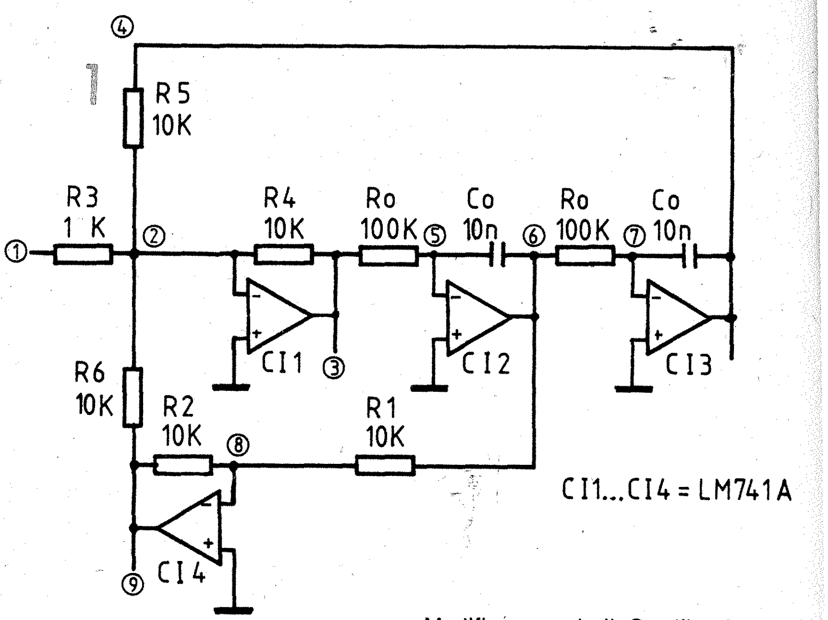
Abonamentele se fac prin oficiile poștale - catalog nr. 4120. Difuzorii de presă doritori să difuzeze revista se pot adresa direct la redacție telefonic sau la sediu, Corp C1, etaj 5 camera 509.

220 lei

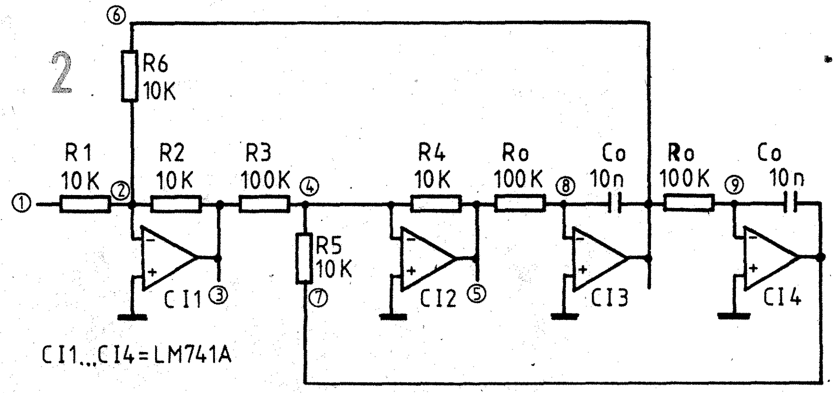
FILTRU cu PATRU IEȘIRI

ing. **DRAGOȘ MARINESCU**

1



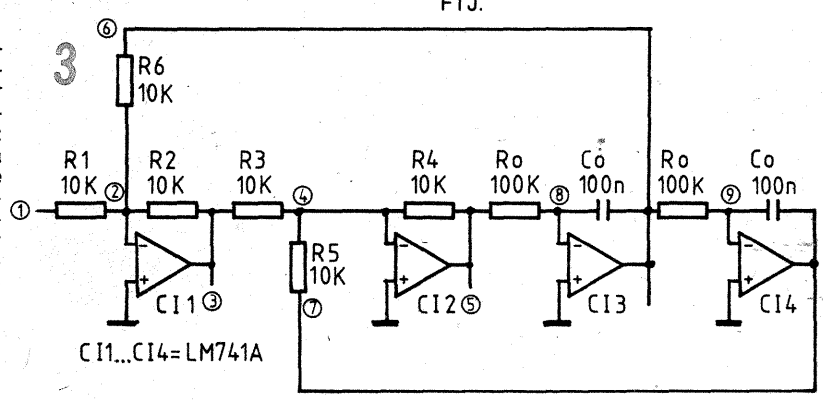
2



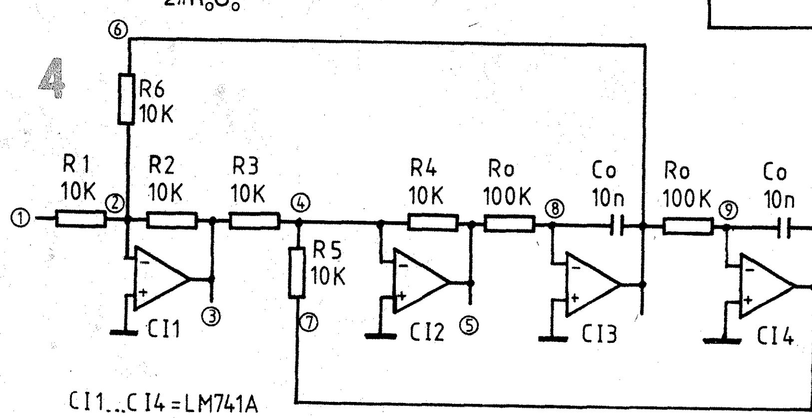
Clasica schemă de filtru din figura 1 este faimoasă pentru insensibilitatea la variația parametrilor componentelor, cât și pentru posibilitatea de a oferi ieșiri separate: (3) trece-sus, (6) și (9) trece-bandă și (4) trece-jos. Aceste avantaje depășesc ca importanță dezavantajul creat de faptul că pentru implementarea circuitului este necesar un amplificator operațional cvadruplu. Frecvența centrală a acestui filtru este:

$$f_{centrală} = \frac{1}{2\pi R_o C_o}.$$

3



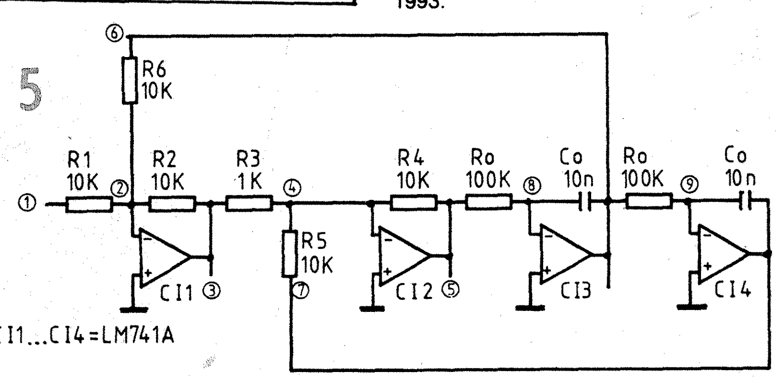
4



O modificare a acestui filtru se observă în figura 2. Dacă rezistoarele R1 = R6, se poate obține o a patra ieșire de filtru rejector (3), pe lângă FTS (5), FTB (6) și FTJ (7). Dacă rezistoarele R1 = R6 = R2, ieșirile filtrului rejector și filtrului trece-bandă au câștig unitar, indiferent de factorul de calitate Q, care este determinat de rezistorul R3. Frecvența de rezonanță (sau de tăiere) se obține din formula:

$$f_{centrală} = \frac{1}{2\pi R_o C_o}.$$

5



Modificarea valorii Co (fig. 3) se observă comparând graficele: REJ-REJ 1; FTS-FTS 1; FTB-FTB 1; FTJ-FTJ 1.

Scăderea valorii rezistorului R3 duce la scăderea factorului de calitate Q, pe când creșterea valorii rezistorului R3 duce la creșterea factorului de calitate Q. Acest lucru se poate observa la circuitele din figura 4 și figura 5, comparând graficele: REJ-REJ 2 și REJ-REJ 3; FTS-FTS 2 și FTS-FTS 3; FTB-FTB 2 și FTB-FTB 3; FTJ-FTJ 2 și FTJ-FTJ 3.

Note:

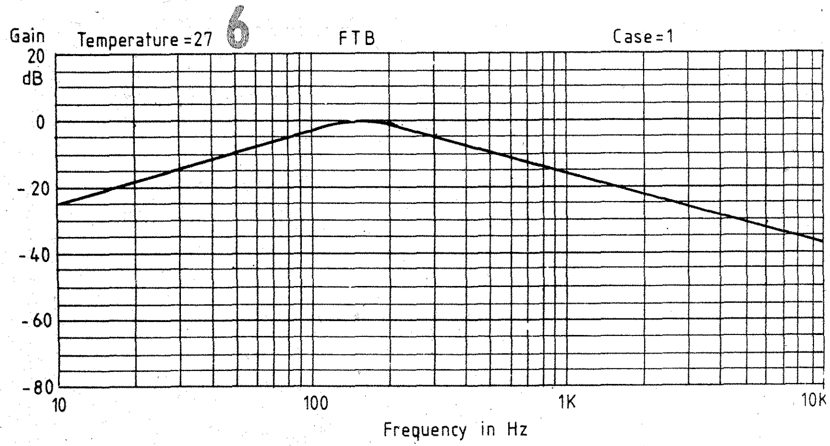
1. Circuitului din figura 2 îi corespund graficele: REJ, FTS, FTB și FTJ.
2. Circuitului din figura 3 îi corespund graficele: REJ1, FTS1, FTB1 și FTJ1.
3. Circuitului din figura 4 îi corespund graficele: REJ2, FTS2, FTB2, FTJ2.
4. Circuitului din figura 5 îi corespund graficele: REJ3, FTS3, FTB3, FTJ3.

Desenele circuitelor și graficele au fost obținute cu ajutorul unui calculator MBL 386SX rulând programul MICRO-CAP II.

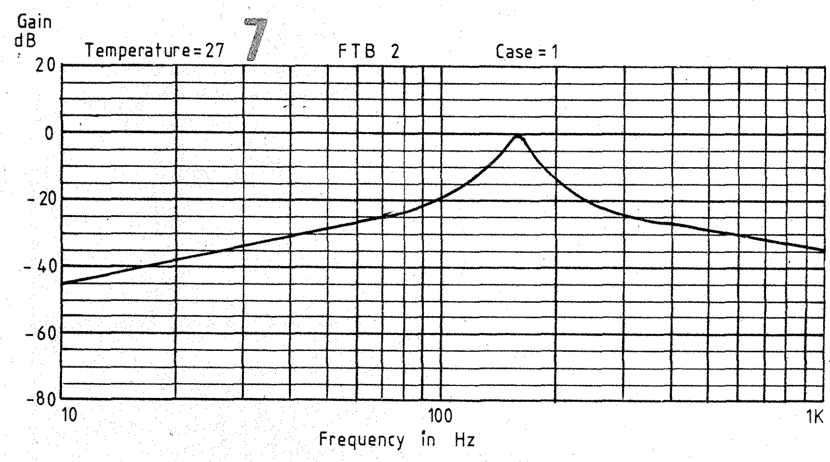
Bibliografie:

Electronic Design — Februarie 1993.

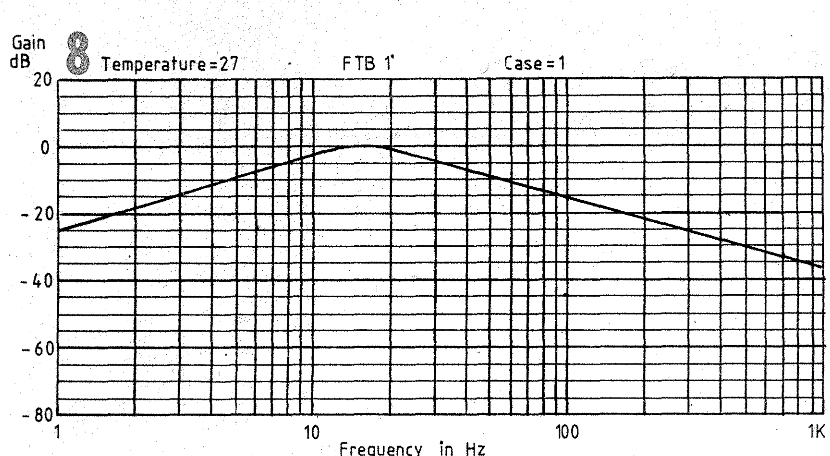
6



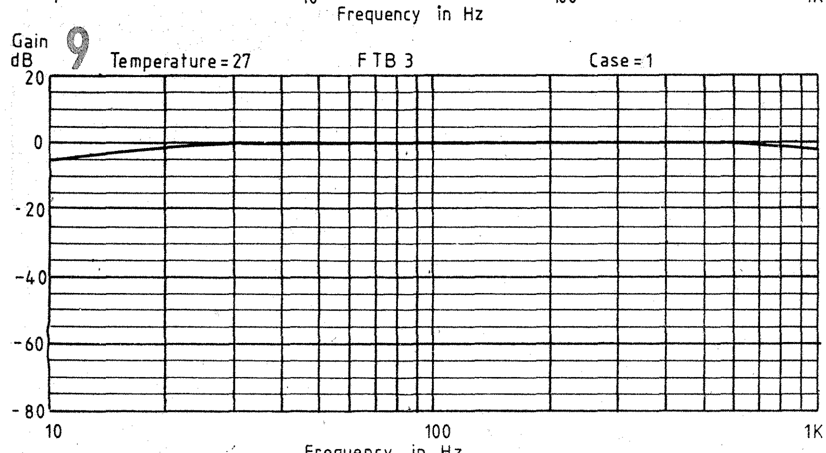
7



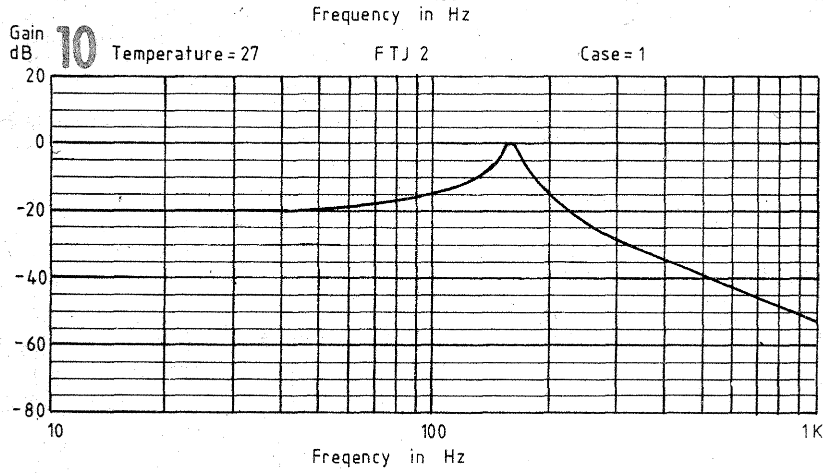
8



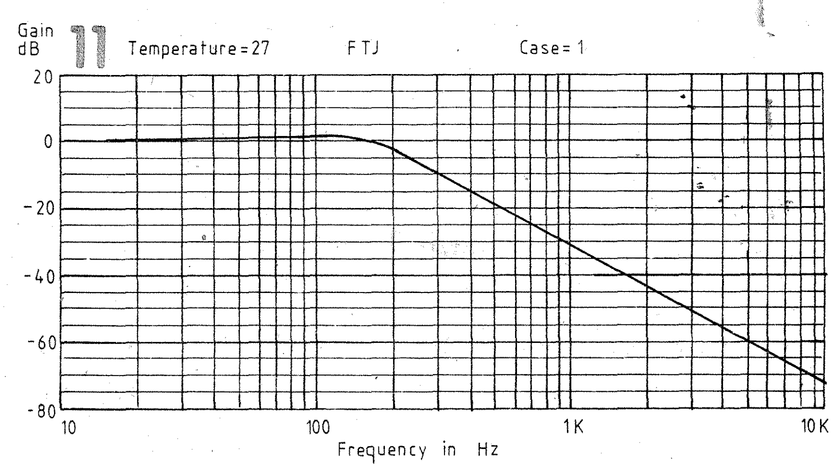
9



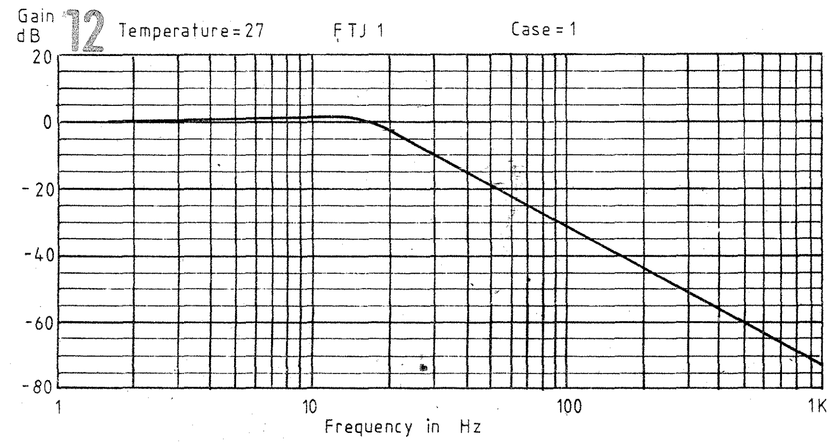
10



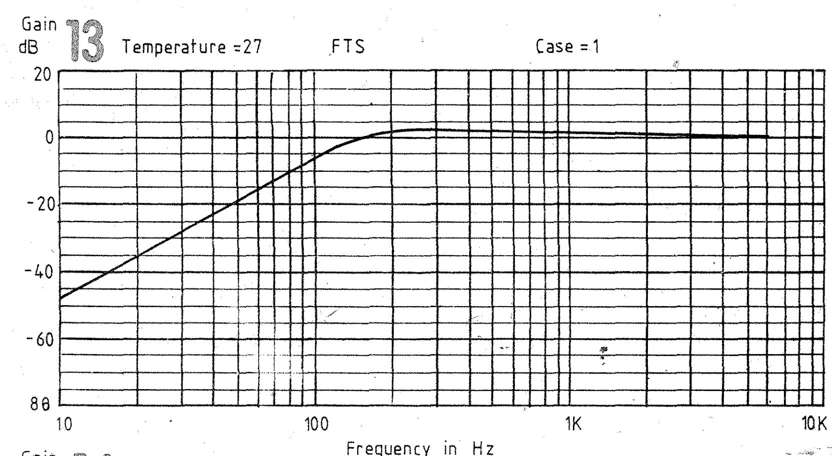
11



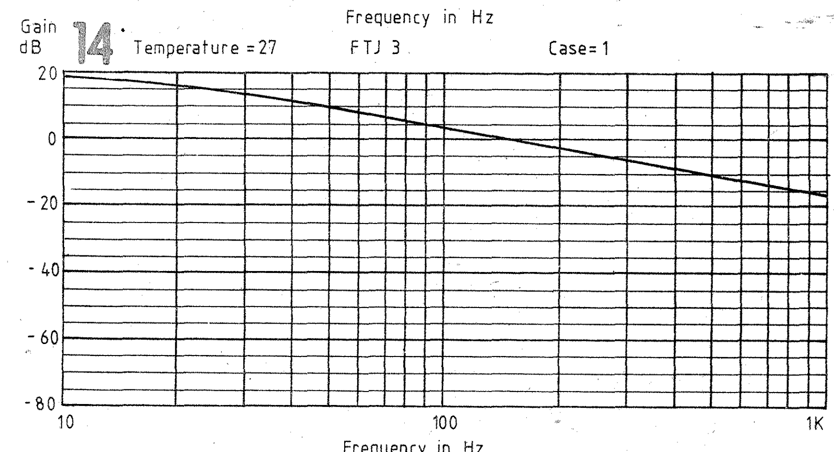
12



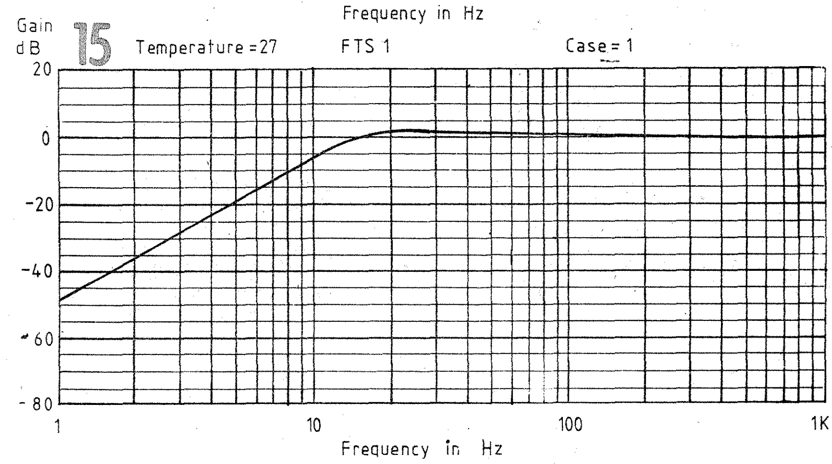
13



14



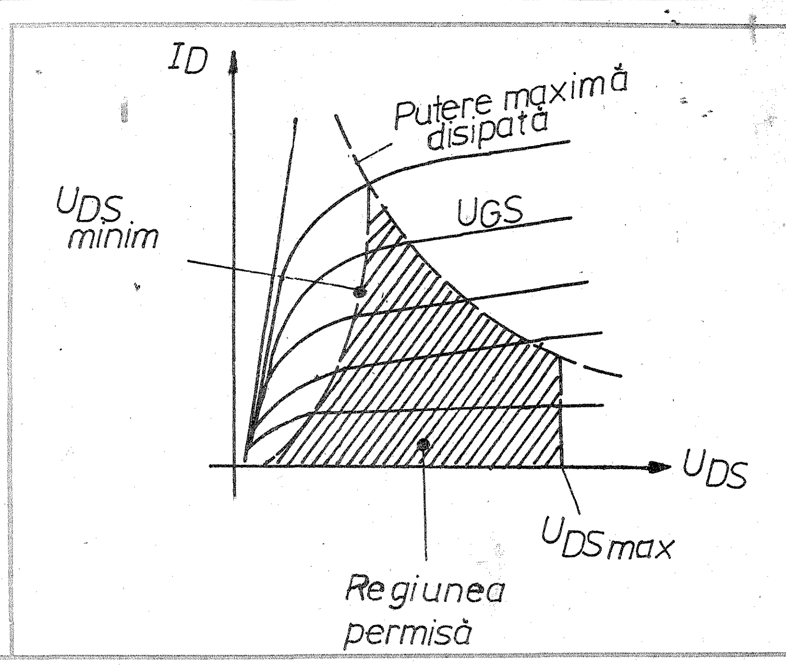
15



(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

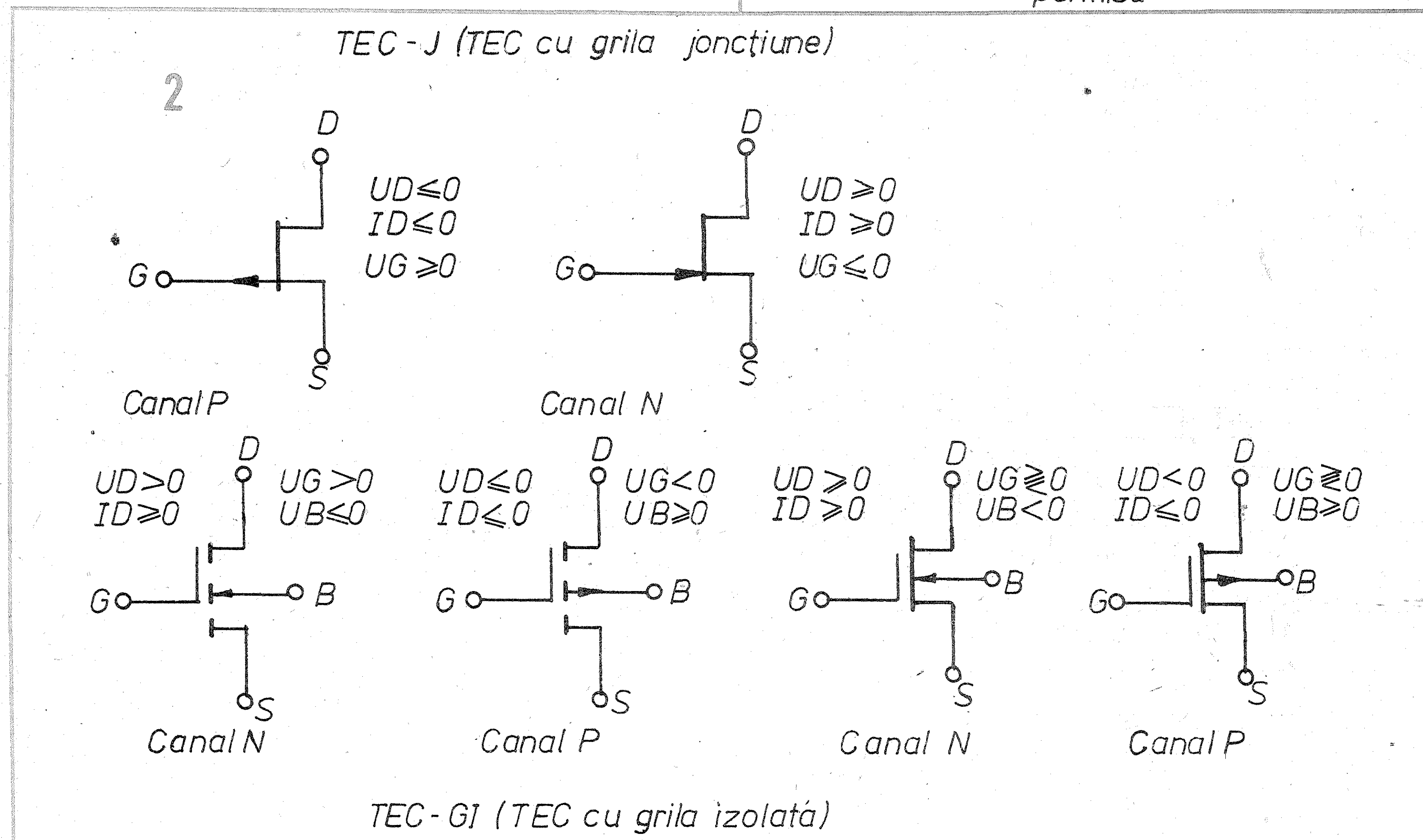
POLARIZAREA TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP

ing. ȘERBAN NAICU



După cum s-a arătat anterior, atât la tranzistoarele bipolare, cât și la tranzistoarele cu efect de câmp TEC (sau FET, de la engl. Field Effect Transistor), pentru a obține amplificarea semnalului, în cazul unui tranzistor utilizat ca amplificator acesta trebuie polarizat în regiunea activă normală.

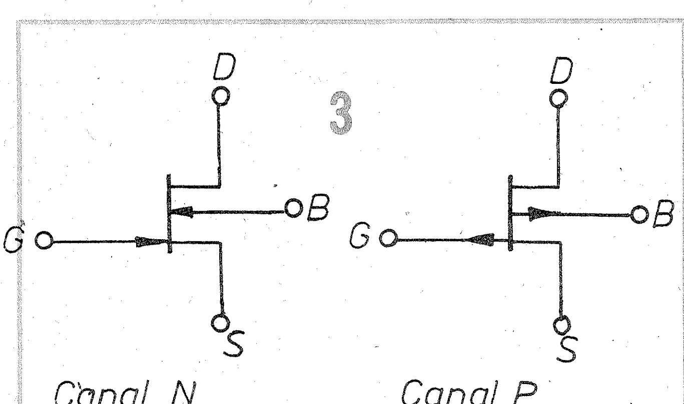
Practic, această regiune este cuprinsă între regiunea de saturare a tranzistorului, cea de blocare și hiperbola de disipație (care reprezintă puterea disipată maximă). Se va evita porțiunea neliniară a caracteristicilor. În figura 1 este prezentată caracteristica de ieșire $I_D = f(U_{DS})$ a unui TEC, în conexiune cu sursa comună, unde se poate observa această regiune de funcționare permisă (hașurată).

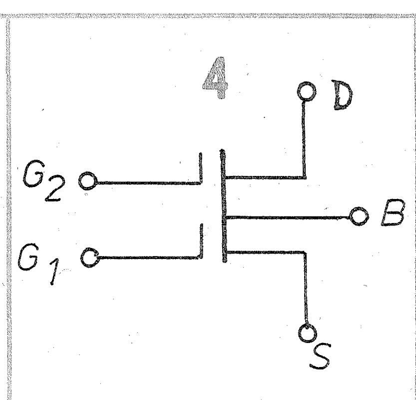


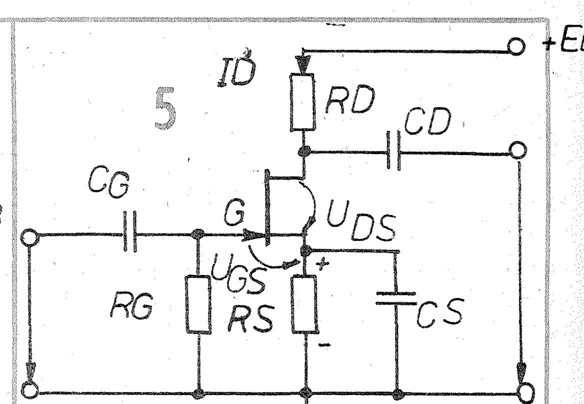
Curba de disipație maximă, care separă funcționarea sigură de cea nesigură (în funcție de puterea medie pe care o disipă dispozitivul), este o hiperbolă, descrisă de relația: $P = I_D \cdot U_{DS}$.

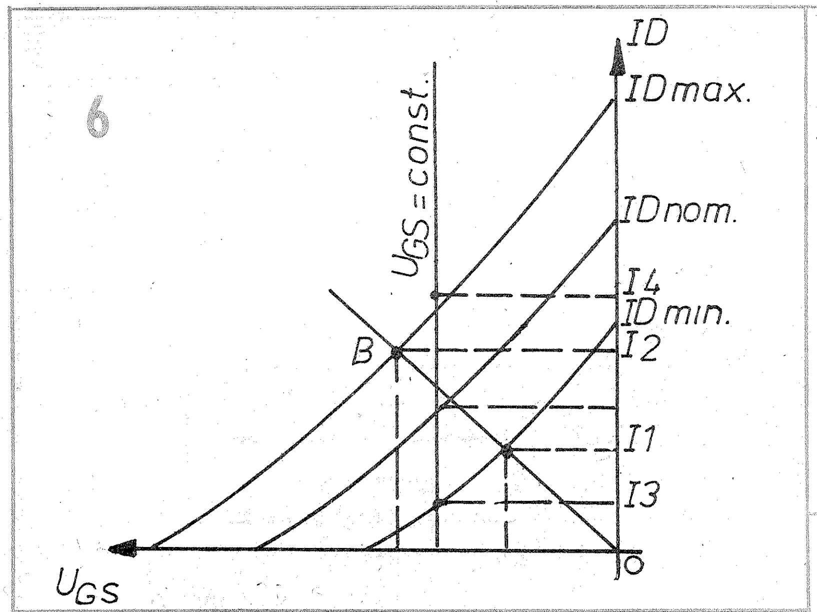
Menținerea punctului de funcționare al tranzistorului cu efect de câmp sub hiperbola de disipație este legată de necesitatea de a menține TEC-ul sub temperatura la care fiabilitatea și performanțele tranzistorului sunt afectate. Această temperatură este de 85°C pentru germaniu și 200°C pentru siliciu.

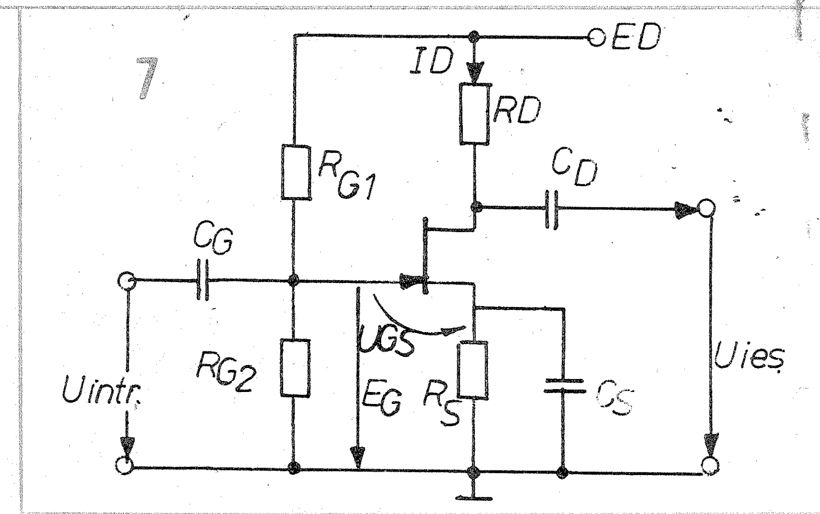
Menționăm că **disipația nominală** este o putere nominală **medie,** deci

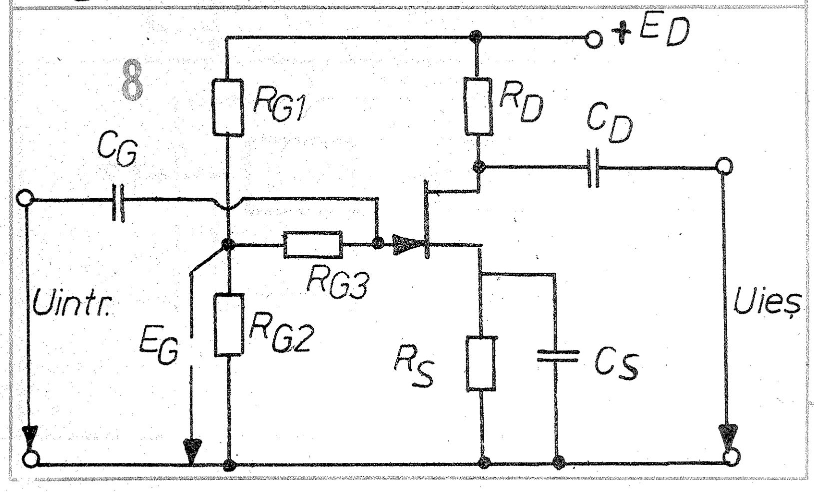


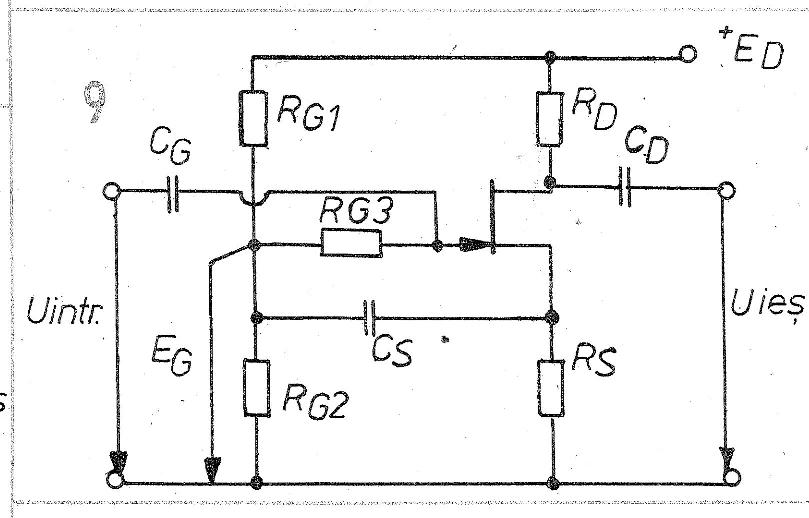












este posibil ca, pentru scurte perioade de timp, puterea de vârf să depășească puterea nominală medie, cu condiția ca temperatura internă să nu fie prea mare.

Regiunea de funcționare permisă este limitată (linia verticală din dreapta figurii 1) de tensiunea maximă U_{DS}.

După ce în numărul anterior al revistei am prezentat polarizarea tranzistoarelor bipolare, prezentăm astăzi polarizarea tranzistoarelor cu efect de câmp.

În ce constau diferențele între aceste tipuri de tranzistoare?

Principala diferență constă în modul cum se realizează trecerea curentului electric. Astfel, la tranzistoarele bipolare, la conducția curentului electric participă două tipuri de purtători de sarcină, majoritari și minoritari (electronii și golurile), pe când la tranzistoarele unipolare (sau monopolare), dintre care fac parte și tranzistoarele cu efect de câmp (TEC), participă numai un singur tip de purtători (fie electroni, fie goluri).

Înainte de a prezenta montajele de polarizare ale tranzistoarelor cu efect de câmp, să ne reamintim clasificarea acestor tranzistoare și simbolurile lor:

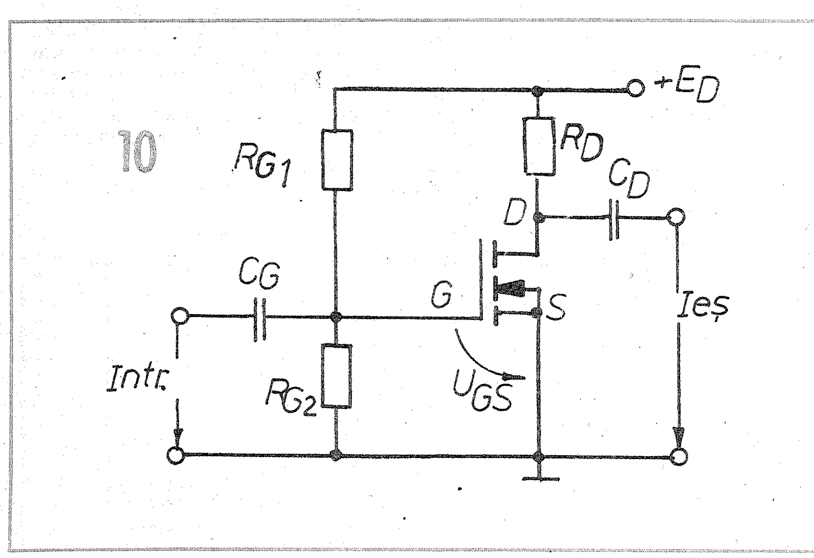
T.E.C.
- cu grilă (poartă) joncțiune TEC-J
  - cu canal de tip N — fig. 2a —
  - cu canal de tip P — fig. 2b —
- cu grilă (poartă) izolată TEC-GI (TEC-MIS, TEC-MOS)
  - de tipul prin îmbogățire (canal indus)
    - canal N — fig. 2c —
    - canal P — fig. 2d —
  - de tipul prin îmbogățire (canal inițial)
    - canal N — fig. 2e —
    - canal P — fig. 2f —

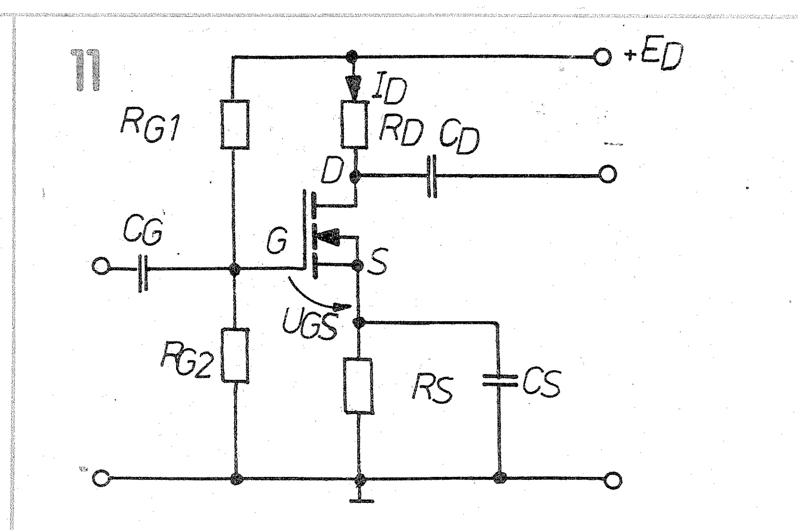
Facem precizarea că tranzistoarele cu efect de câmp cu grilă (poartă) izolată, TEC-GI, care utilizează un substrat semiconductor, sunt TEC-MIS (Metal Izolator Semiconductor), iar dacă izolantul utilizat este bioxidul de siliciu (SiO_2) denumirea tranzistorului este TEC-MOS (Metal Oxid Semiconductor).

TEC-J este un TEC de volum (conducția curentului are loc în volumul semiconductorului), iar TEC-GI este un TEC de suprafață (deoarece conducția curentului are loc la suprafața semiconductorului).

Se observă că simbolurile tranzistoarelor cu efect de câmp cu grila izolată TEC-GI din figura 2 sunt asemănătoare (c cu e și d cu f) doar că linia sursă-drenă care reprezintă canalul conductor este întreruptă la TEC cu canal indus, pentru a indica că la tensiune de grilă nulă $U_{GS} = 0$ curentul prin tranzistor va deveni nul.

În figura 3 prezentăm simbolurile pentru TEC-J la care baza nu este legată în interiorul capsulei la sursă sau la grilă. În condiții normale de lucru, polaritatea tensiunii de bază este aceeași cu cea a tensiunii de grilă.



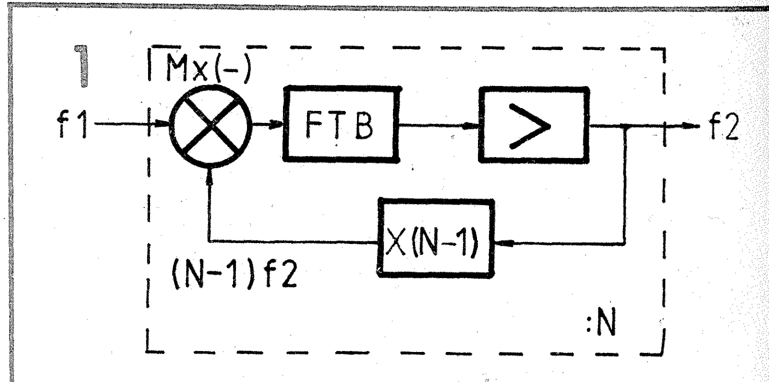


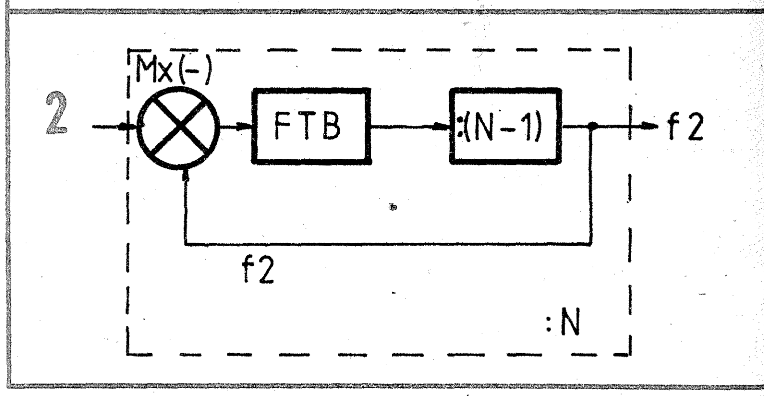
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

DIVIZOARE DE FRECVENȚĂ RAPIDE

dr. ing. ANDREI CIONTU, YO3FGL





Circuitele integrate TTL divizoare de frecvență (numărătoare) ca de exemplu CDB 490E, CDB 429E, CDB 493E, CDB4192E, CDB 4193E (toate fabricate în țară) se pot folosi pentru a diviza frecvența până la maximum 20 MHz. Dacă este nevoie de a diviza frecvențe mai mari, trebuie folosite circuite divizoare de mare viteză (rapide). În țară s-au realizat și unele divizoare rapide de frecvență, integrate, ca de exemplu:

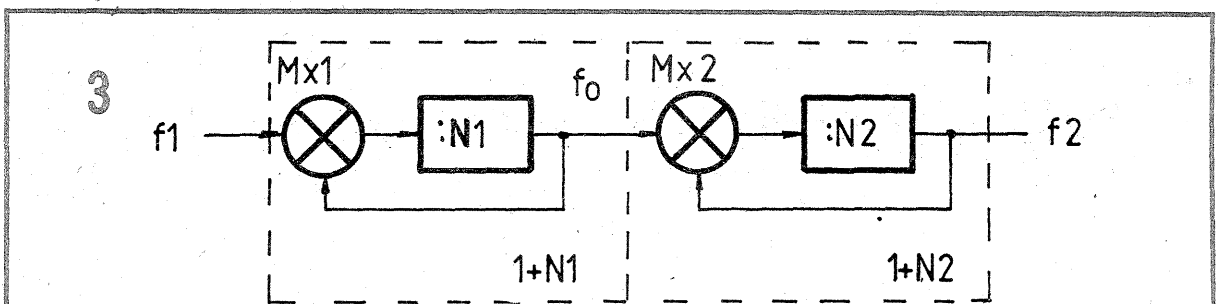
ROB 8136 (ICCE) — divizor cu 4 în tehnologie bipolară. Frecvența maximă de intrare garantată 100 MHz (a dat satisfacție chiar și la 240 MHz). Frecvența minimă de intrare, 15 MHz. Capsulă rotundă cu 8 pini.

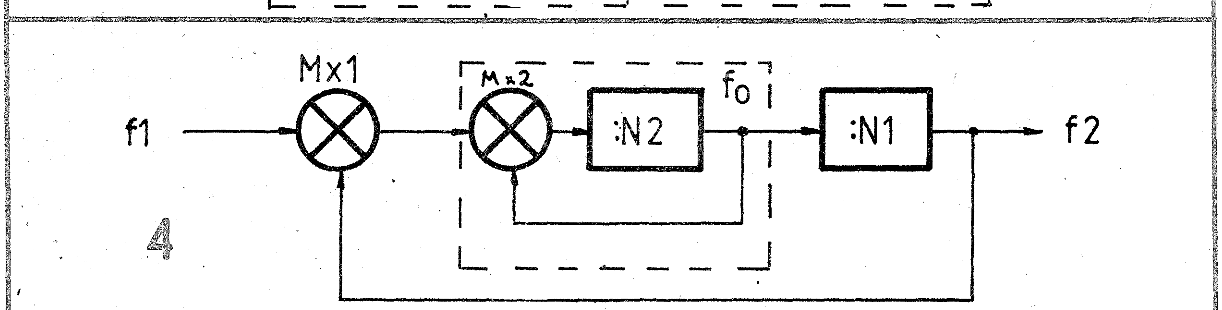
DP 6 C (IPRS) — divizor cu 5 (sau 6) în tehnologie bipolară. Frecvența maximă 130 MHz, garantată; frecvența minimă 15 MHz. Capsulă DIL (dual in line).

DP 11AB (similar SP 8695A, IPRS) — divizor cu 10 (sau 11), tehnologie bipolară. Frecvența maximă 200 MHz, 150 MHz, minimă 100 kHz. Capsulă DIL.

DP 111 AB (IPRS) — divizor cu 100 (sau 101, sau 110, sau 111). Frecvența maximă 130 MHz garantată. Frecvența minimă 15 MHz. Capsulă DIL.

Ce facem în situația în care, pentru obținerea raportului de divizare dorit, aceste 4 circuite integrate divizoare nu ne satisfac? Reluând unele considerații despre divizoarele de frecvență regenerative, vom prezenta în continuare unele idei (experimentate cu succes) referitoare la posibilitatea obținerii de diverse rapoarte de divizare. Un divizor de frecvență regenerativ clasic este prezentat în figura 1. El este format dintr-un mixer substractiv (de diferență) cu filtrul de ieșire acordat pe diferența frecvențelor de intrare, un amplificator și un multiplicator de frecvență cu N-1, dacă dorim ca divizarea de frecvență să se facă cu N.

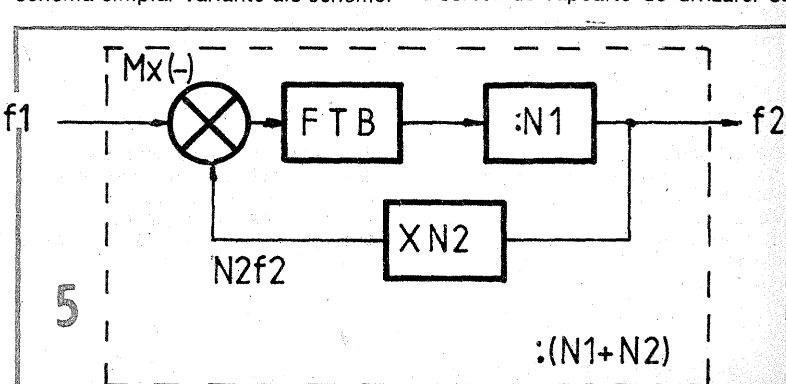


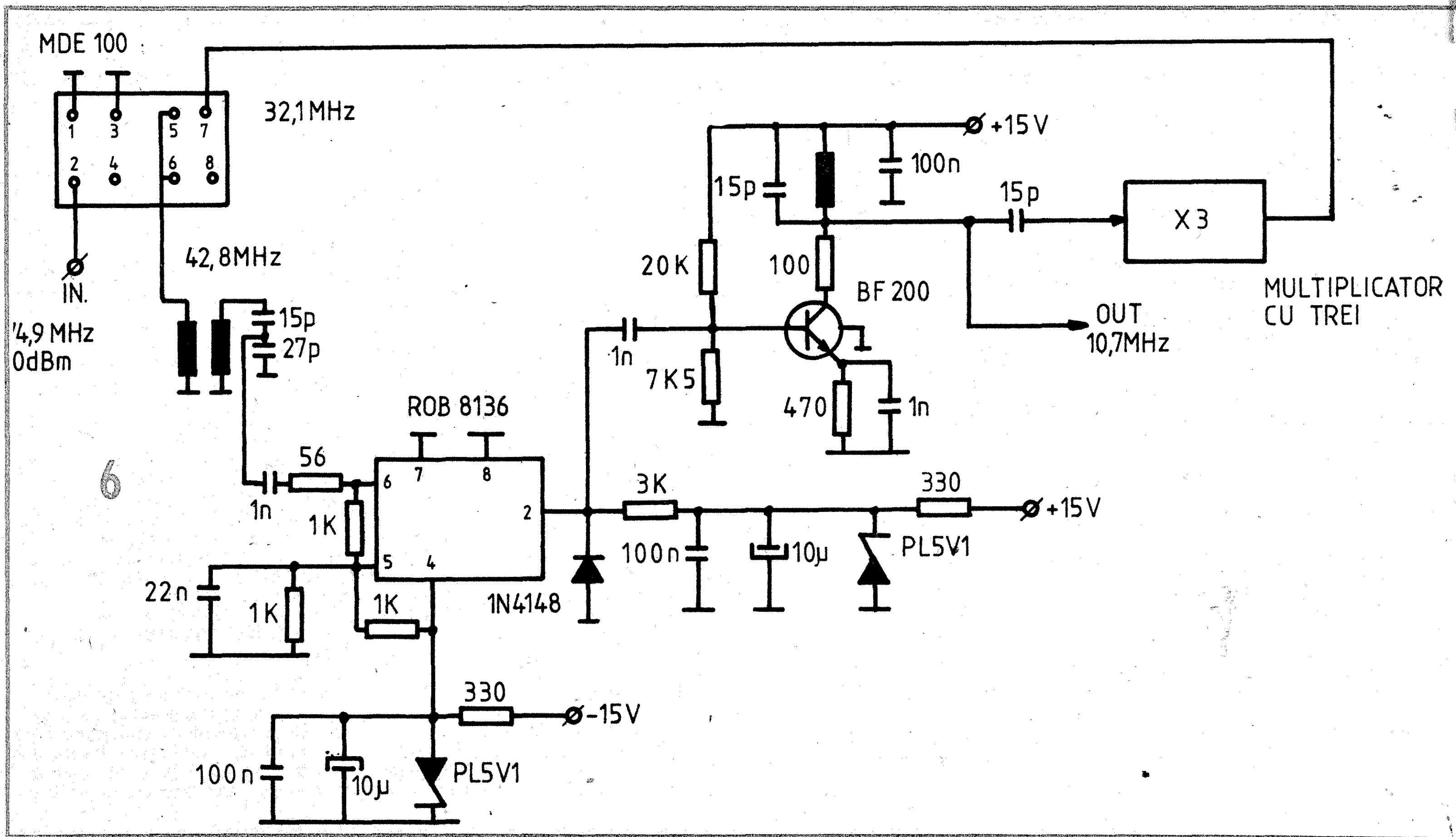


Din egalitatea evidentă $f_1-(N-1)f_2=f_2$ rezultă $f_2=f_1/N$. Condiția de amorsare a acestor scheme este, ca și la oscilatoarele electronice, aceea că la aplicarea tensiunii de alimentare dispozitivelor active (tranzistori) să existe o excitație prin șoc a circuitelor, în urma căreia la ieșirea multiplicatorului de frecvență să existe (fie și numai pentru scurt timp) semnal cu frecvența $(N-1)f_2$. În continuare procesele sunt cumulative în timp și prin bucla de reacție montajul intră în funcțiune (de aici denumirea de regenerativ). Așadar, dacă se dorește o divizare cu N cu ajutorul schemei 1, este nevoie de un multiplicator de frecvență cu N-1. Se presupune că a realiza un multiplicator de frecvență este un lucru cunoscut și facil (un element activ deformant al semnalului sinusoidal de intrare de frecvență f_2 și un circuit selectiv de ieșire acordat pe armonica dorită). Dacă în schema 1 multiplicatorul lipsește (dar bucla este închisă), se obține N—1=1 adică N=2. Deci un divizor de frecvență rapid cu 2 are o schemă simplă. Variante ale schemei 1 sunt foarte răspândite în publicațiile de specialitate. Mult mai puțin răspândite sunt divizoarele de frecvență regenerative care au la bază schema din figura 2. Diferența principală dintre schemele 1 și 2 este aceea că schema 2 folosește în locul multiplicatorului cu N—1 pe bucla de reacție, un divizor de frecvență cu N—1 pe calea directă.

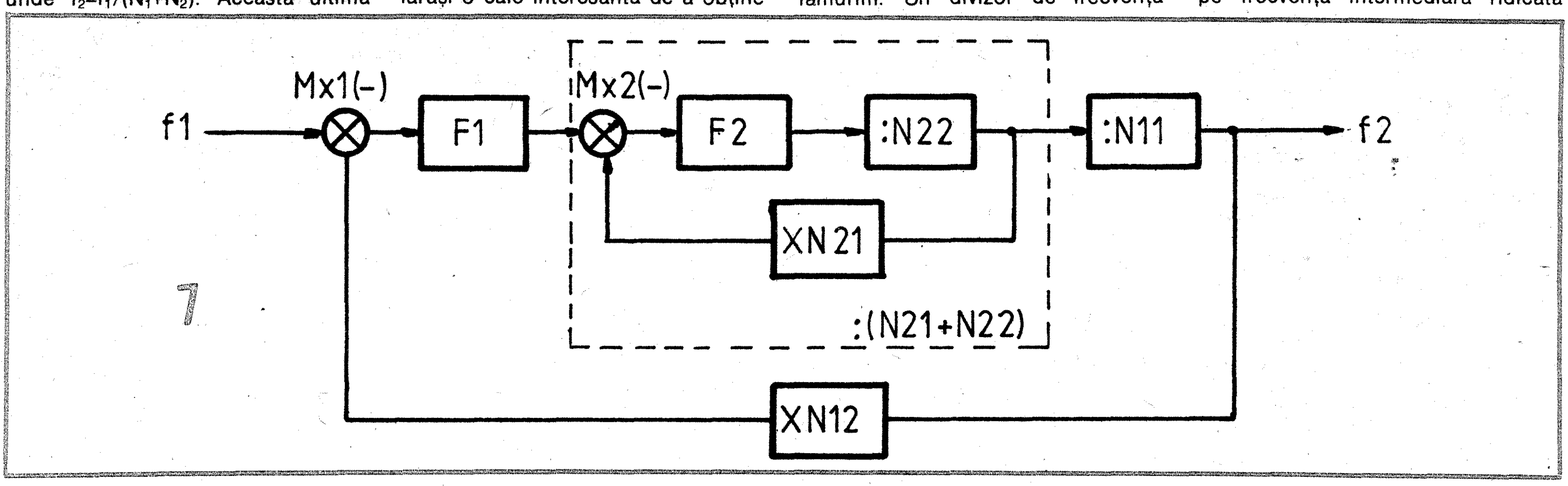
Din egalitatea, tot evidentă, $(f_1-f_2)/(N-1) = f_2$ rezultă $f_2 = f_1/N$ adică schema 2 face exact ceea ce face și schema 1. Există, în acest caz, un avantaj al schemei 2 față de 1, totuși? Noi credem că da. Nu trebuie să mai fie realizat multiplicatorul de frecvență (acesta nu se fabrică, neputând fi standardizate, precum divizoarele de frecvență), ci să fie folosit un divizor de frecvență standard, integrat, de care dispunem. Având, de exemplu, un divizor cu 6, cu ajutorul schemei 2 putem obține o divizare cu 7 etc. Dacă două astfel de divizoare cu 1 +N1 și 1 + N2 sunt legate în cascadă (figura 3) se obține un raport global de divizare (1+N1) (1+N2).

O conexiune ceva mai sofisticată este prezentată în figura 4, în care o schemă de tipul 2 este folosită ca divizor suplimentar pe calea directă. Nu este greu să se calculeze raportul global de divizare, care este: (1+N2)N1+1. Alegând convenabil N1 și N2 se pot obține, cu ajutorul ultimei expresii, o serie discretă de rapoarte de divizare. Se





pot imagina și alte scheme de conectare a divizoarelor de frecvență pentru a obține alte rapoarte de divizare. În cazul când, totuși, nu putem obține raportul dorit, se poate face o combinație între schemele de bază 1 și 2 obținând schema de bază din figura 5. La această schemă există relația: $(f_1-N_2f_2)/N_1=f_2$ de unde $f_2=f_1/(N_1+N_2)$. Această ultimă relație permite, de asemenea, obținerea de diverse rapoarte de divizare globale.



În figura 6 se prezintă ca exemplu schema unui divizor de frecvență cu 7, care a fost realizat practic. S-a folosit mixerul echilibrat MDE 100 (ICCE) precum și divizorul cu 4 ROB 8136 (ICCE). Din frecvența 74,9 MHz s-a obținut 10,7 MHz.

În figura 7 este prezentată o schemă bloc complexă. Lăsăm cititorilor plăcerea de a calcula raportul global de divizare.

În toate schemele prezentate mai sus, mixerul Mx a avut la ieșire un FTB acordat pe diferența frecvențelor de intrare. Dar mixerul poate fi și aditiv, adică FTB să fie acordat pe suma frecvențelor.

La schema bloc din figura 8 avem: $(f_1+N_2f_2)/N_1=f_2$, de unde se obține $f_2=f_1/(N_1-N_2)$, formulă care relevă iarăși o cale interesantă de a obține diverse rapoarte de divizare, arătate în tabelul 1.

N_2 \ N_1	4	10	11
	N_1-N_2	N_1-N_2	N_1-N_2
1	3	9	10
2	2	8	9
3	①	7	8
4	—	6	7
5	—	5	6
6	—	④	5
7	—	3	④

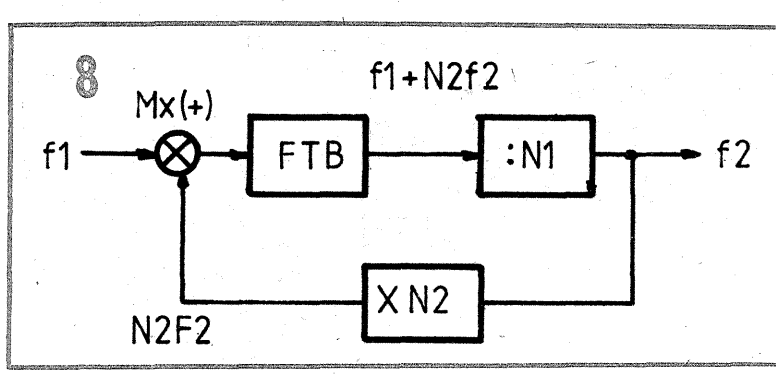
Valorile încercuite n-are sens să fie realizate cu schema 8, deoarece există circuite integrate. În ce privește divizarea cu 9, se observă că varianta $N_1=10$, $N_2=1$ este de preferat variantei $N_1=11$, $N_2=2$.

În concluzie, problema divizoarelor de frecvență rapide nu este simplă. Perspectivele industriale, la noi în țară, sunt reduse. Cele fabricate în străinătate, unele de foarte mari performanțe, costă... dolari.

Prin acet articol s-a urmărit punerea la dispoziția radioamatorilor a unor posibilități de realizare a lor cu componente discrete, existente.

Cât de necesar este, însă, un divizor rapid de frecvență în practica radioamatorilor constructori, ar fi o ultimă chestiune pe care s-o lămurim. Un divizor de frecvență rapid ar putea permite extinderea scării de măsură la un frecvențmetru cu afișaj digital existent. Dacă, de exemplu, acesta măsoară direct 20 MHz, prin montarea unui divizor cu o intrare specială ar putea măsura până la 100 MHz (orice indicație citită se va înmulți cu 5). În realizarea sintetizoarelor de frecvență pe frecvențe din ce în ce mai mari, este nevoie, de asemenea, de divizoare de frecvență cât mai rapide și de rapoarte de divizare cât mai mari. Divizorul de frecvență rapid (prescalar) este urmat (în zona de frecvențe<20 MHz) de un divizor de frecvențe programabil manual, realizat cu circuite integrate TTL. În cadrul receptoarelor indoor (de interior) TV SAT, s-ar putea evita discriminatorul de frecvență tip PLL pe frecvență intermediară ridicată (400—600 MHz) care este dificil de realizat, dacă după AFI s-ar dispune de un divizor de frecvență rapid care să aducă valoarea frecvenței intermediare (reducându-se corespunzător și deviația de frecvență) în zona ≤10,7 MHz, unde s-ar putea folosi circuite integrate discriminatoare specializate (TBA 120).

Radioamatorii constructori vor găsi, desigur, și alte aplicații.



LOUDNESS

ing. EMIL MARIAN

Orice aparat electroacustic are în dotarea proprie cel puţin un etaj funcţional care efectuează o serie de corecţii amplitudine-frecvenţă în banda audio, în scopul redării optime, conform preferinţelor ascultătorului, a unui program muzical sonor. Aceste etaje funcţionale sunt cunoscute sub denumirea de etaje corectoare de ton. Unul dintre cele mai des folosite etaje corectoare de ton este cel cunoscut sub denumirea de LOUDNESS. El are funcţia de a atenua semnalele de audiofrecvenţă din zona frecvenţelor medii, efectul fiind scoaterea în evidenţă a semnalelor de frecvenţă joasă şi înaltă. Un efect similar se poate obţine şi pe altă cale, şi anume: lăsând nemodificată aplitudinea semnalelor de frecvenţă medie şi mărind suplimentar amplitudinea semnalului de audiofrecvenţă în zona frecvenţelor joase şi înalte. Montajul de tip LOUDNESS prezentat în figura 1 funcţionează după acest principiu. Performanţele electrice ale montajului sunt următoarele:

— impedanţa de intrare Z_i = kΩ;
— impedanţa de ieşire Z_e = 5kΩ;
— tensiunea de intrare U_i = 250 mV RMS;
— banda de frecvenţă de lucru Δf = 16 Hz ÷20 kHz;
— caracteristica de transfer: de tip LOUDNESS;
— amplificarea în zona frecvenţelor joase şi înalte: A = 9 dB;
— raportul semnal/zgomot S/N≥ 65 dB;
— distorsiuni armonice totale THD≤0,1%;
— distorsiuni de intermodulaţie TID≤0,03%;
— tensiunea de alimentare U_A = 18 V.

Semnalul de intrare se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului C1. Etajul de intrare reprezintă un etaj amplificator de tensiune de tip dublet super-G. El are următoarele caracteristici:

— prezintă o impedanţă de intrare ridicată;
— prezintă o impedanţă de ieşire coborâtă;
— realizează funcţia de etaj tampon între intrarea montajului şi corectorul LOUDNESS propriu-zis;
— amplifică semnalul de intrare (A = 20 dB) cu distorsiuni foarte reduse, practic inexistente.

Analizând configuraţia electrică a etajului de intrare în componenţa căruia intră tranzistoarele T1 şi T2, se observă că dubletul complementar prezintă concomitent două bucle de reacţie negativă (realizate de către rezistenţele R1 şi R4) care oferă avantajul unei amplificări constante în toată banda de audiofrecvenţă cu distorsiuni extrem de reduse. Tipul de polarizare cu care este dotat etajul de intrare (rezistenţele R1 şi R2) oferă acestuia o comportare foarte bună în ceea ce priveşte stabilitatea punctului static de funcţionare într-o gamă foarte largă de tempera-turi. Semnalul de intrare amplificat este preluat din emitorul tranzistorului T2, prin intermediul condensatorului C2, şi ulterior aplicat corectorului de ton propriu-zis. Acesta reprezintă o reţea pasivă complexă de tip RC, care atenuează semnalele de audiofrecvenţă, situate în zona frecvenţelor medii, cu circa 9 dB faţă de semnalele de frecvenţă joasă şi înaltă. Semnalul audio, prelucrat de reţeaua RC, se aplică ulterior etajului de ieşire care conţine tranzistorul T3. Acesta este amplasat în cadrul montajului într-o configuraţie de tip repetor/emitor, îndeplinind rolul de etaj tampon între reţeaua de corecţie pasivă RC şi ieşirea montajului. Din emitorul tranzistorului T3 semnalul audio prelucrat ajunge la ieşirea montajului prin intermediul condensatorului C10.

REALIZARE PRACTICĂ ŞI REGLAJE

Montajul se realizează practic (în variantă mono sau stereo) pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru. La realizarea cablajului imprimat se va ţine cont de toate cerinţele pe care trebuie să le înde-

AMPLIFICATOR AUDIO

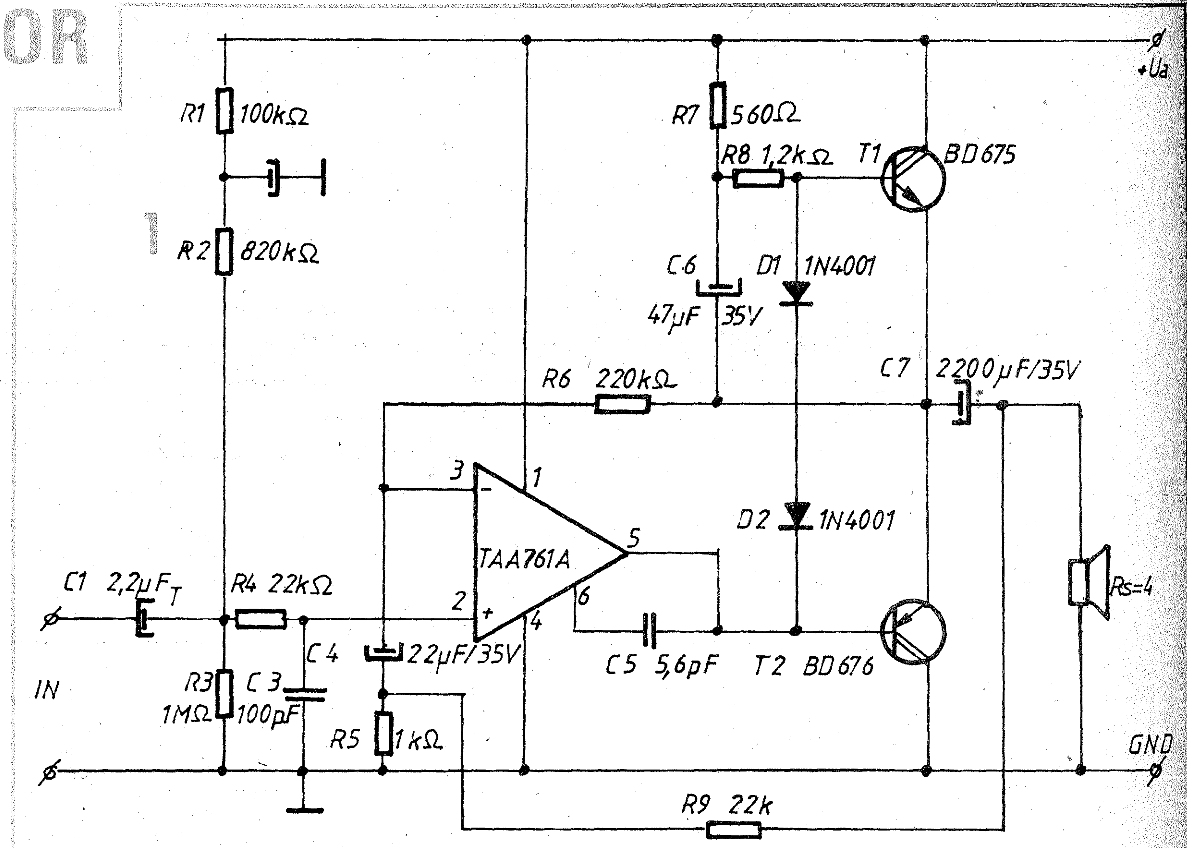
ing. AURELIAN MATEESCU

Apariţia tranzistoarelor Darlington de putere a simplificat structura schemei electrice a amplificatoarelor audio de putere. S-a redus numărul componentelor electonice din schemă şi nu mai este necesară sortarea perechilor de tranzistoare. Prin utilizarea amplificatoarelor operaţionale integrate în combinaţie cu tranzistoare Darlington de putere, se obţin performanţe tehnice ridicate şi o bună compactitate a montajului.

Amplificatorul prezentat (figura 1) are un număr mic de componente şi o putere medie suficientă pentru diverse aplicaţii ale constructorului amator: înlocuirea unui CI de putere medie, dublarea unui amplificator pentru audiţii stereofonice, etc.

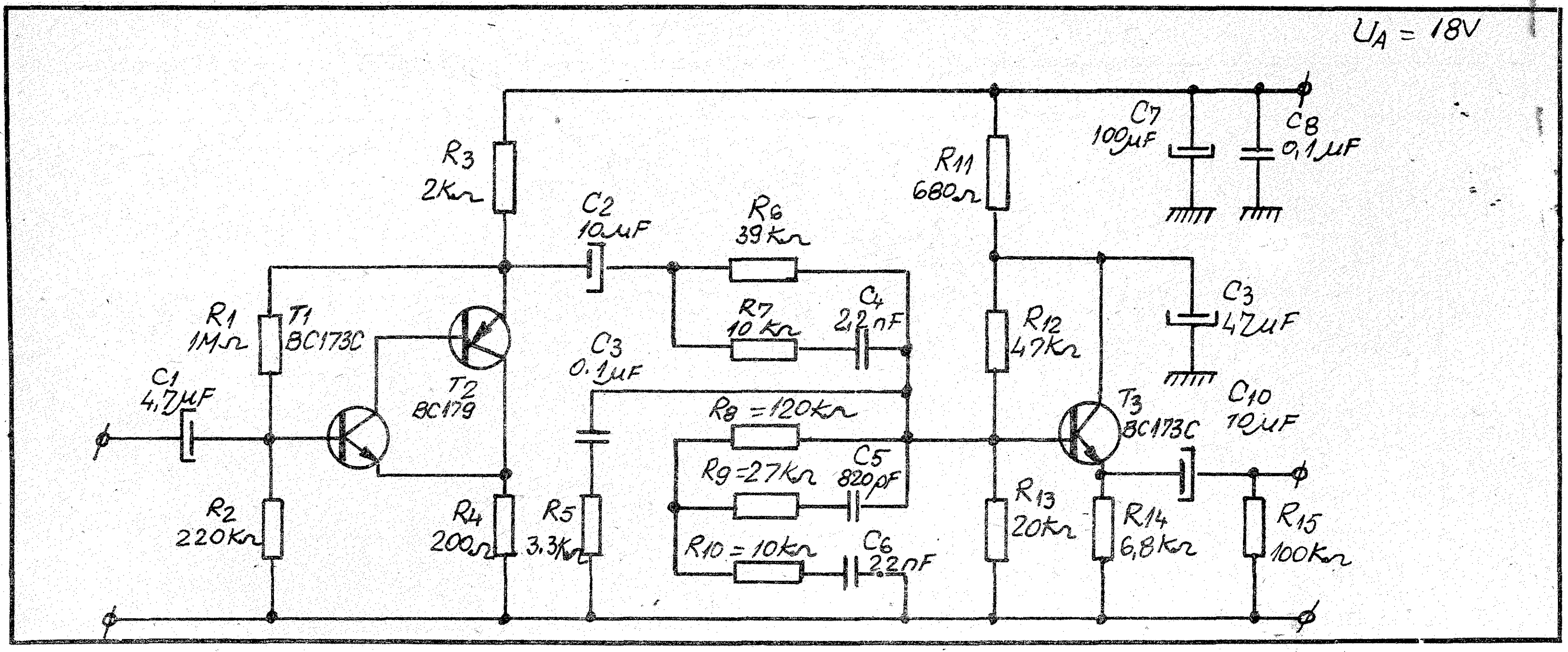
Circuitul integrat TAA 761A este amplificator de tensiune, asigurând atacul direct al etajului final construit cu o pereche de tranzistoare Darlington complementare. Pentru a asigura o compensare tehnică eficientă, cele două diode se vor monta cu o bridă pe radiatorul tranzistoarelor finale. Montajul este ali-

1



TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP — CANAL N — (CAPSULĂ DE PLASTIC)

Type	BV_{GSS} (min) volts	I_{GSS} (max) na	$V_{GS(off)}$ (min/max) volts	$\lvert Y_{fs} \rvert$ (min/max) mmhos	I_{DSS} (min/max) ma	$r_{ds(on)}$ (max) ohms	C_{iss} (max) pf	C_{rss} (max) pf
TIS58	25	4	0.5-5	1.3-4	2.5-8	—	6	3
TIS59	25	4	1.0-9	2.3-5	6-25	—	6	3
◆TIS73	30	2	4 -10	—	50 -	25	18	8
TIS74	30	2	2-6	—	20 -100	40	18	8
TIS75	30	2	0.8-4	—	8-80	60	18	8
TIS78	†300	2	2-10	.75-3	2-10	1500	15	3
TIS79	†200	2	2-12	.75-3	2-10	2000	18	3
◆2N3819	25	2	8	2 -6.5	2-20	—	8	4
◆2N5245	30	1	1-6	4.5-7.5	5-15	—	4.5	1
2N5246	30	1	.5-4	3 -6	1.5-7	—	4.5	1
2N5247	30	1	1.5-8	4.5-8	8 -24	—	4.5	1
2N5248	30	5	1-8	3.5-6.5	4-20	—	6	2



plinească un cablaj propriu unui montaj de audiofrecvență (structură fizică de cvadripol a fiecărui etaj funcțional, traseu de masă gros de minim 3 mm, lipsa buclei de masă, etc). Se vor folosi componente electrice de bună calitate, verificate individual înainte de plantarea pe plăcuța de cablaj imprimat. După realizarea practică a montajului, se efectuează o ultimă verificare a acestuia, deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea la parametrii estimați inițial. Din punct de vedere electric, montajul se intercalează între etajul preamplificator și etajul amplificator de putere. Legăturile galvanice care privesc intrarea și ieșirea montajului se realizează obligatoriu folosind conductor ecranat. Montajul funcționează de la prima încercare, nefiind necesare reglaje suplimentare. Se recomandă ecranarea montajului cu ajutorul unei cutii din tablă de fier (cu pereții groși de circa 0,5 mm).

Datorită principiului conform căruia a fost realizat, montajul va scoate în evidență, cu deosebită eficiență și acuratețe, zona frecvențelor joase și înalte proprii unui semnal de audiofrecvență. În acest mod este realizată corecția de tip LOUDNESS, îmbunătățindu-se astfel calitativ condițiile de audiere a unui program muzical sonor.

mentat de la o sursă simplă de tensiune, iar sarcina este cuplată la amplificator printr-un condensator de separare.

Performanțele tehnice ale amplificatorului sunt următoarele:

— impedanța de intrare R1 = 400 kΩ;

— banda de frecvențe reprodusă: 35 Hz la 30 000 Hz pentru o neliniaritate cuprinsă între 0 și 1 dB și $P_{OUT} = P_{nominală}$ =
30 Hz la 23 000 Hz pentru o neliniaritate cuprinsă între 0 și 1 dB și factorul de distorsiuni K = 1%.

RECOMANDĂRI CONSTRUCTIVE:

— se vor utiliza rezistențe cu peliculă metalică;

— C1 se va prefera să fie de bună calitate de tipul tantal; celelalte condensatoare electrolitice vor fi sortate pentru pierderi minime;

— tranzistoarele finale se vor monta împreună cu diodele D1 și D2 pe un radiator de min. 1000 cm^2;

— se pot utiliza și alte amplificatoare operaționale, cu condensatoare corespunzătoare; se va da atenție tensiunii maxime de lucru a acestora;

— sursa de alimentare poate fi nestabilizată, dar filtrarea va fi asigurată de un condensator de min. 4700 μF/40 V.

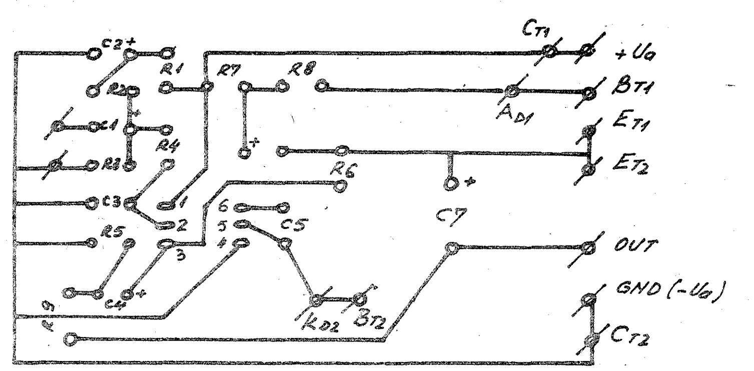
În figura 2 este prezentat cablajul circuitului imprimat, fața plantată, conceput pentru utilizarea AO TAA 761A de proveniență Siemens (AIL6). Deoarece acest AO este mai puțin accesibil, circuitul se va modifica pentru capsula DIL 8 sau DIL 14 în funcție de circuitul de care dispune constructorul amator. Se pot proba βA 709, βA201A, βA301A, sau chiar clasicul 741 cu performanțe ceva mai scăzute.

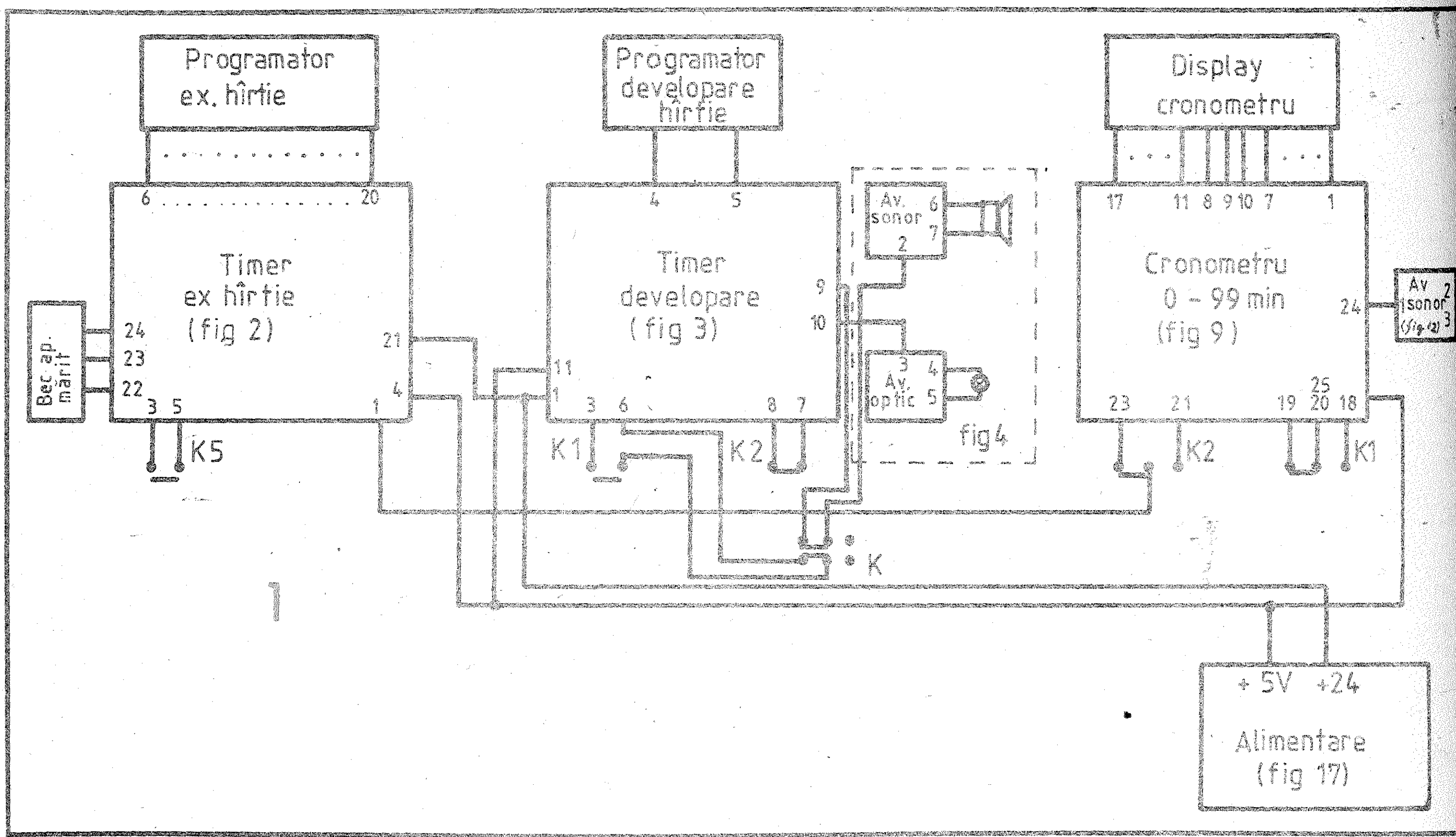
Se va acorda atenția cuvenită tensiunii maxime admise de AO utilizat pentru a se evita deteriorarea montajului prin distrugerea A.O.

Tranzistoarele Darlington complementare sunt produse de I.P.R.S. Băneasa.

BIBLIOGRAFIE:
Practica electronistului amator
Catalog Siemens 1988—1989
Colecția revistei TEHNIUM.

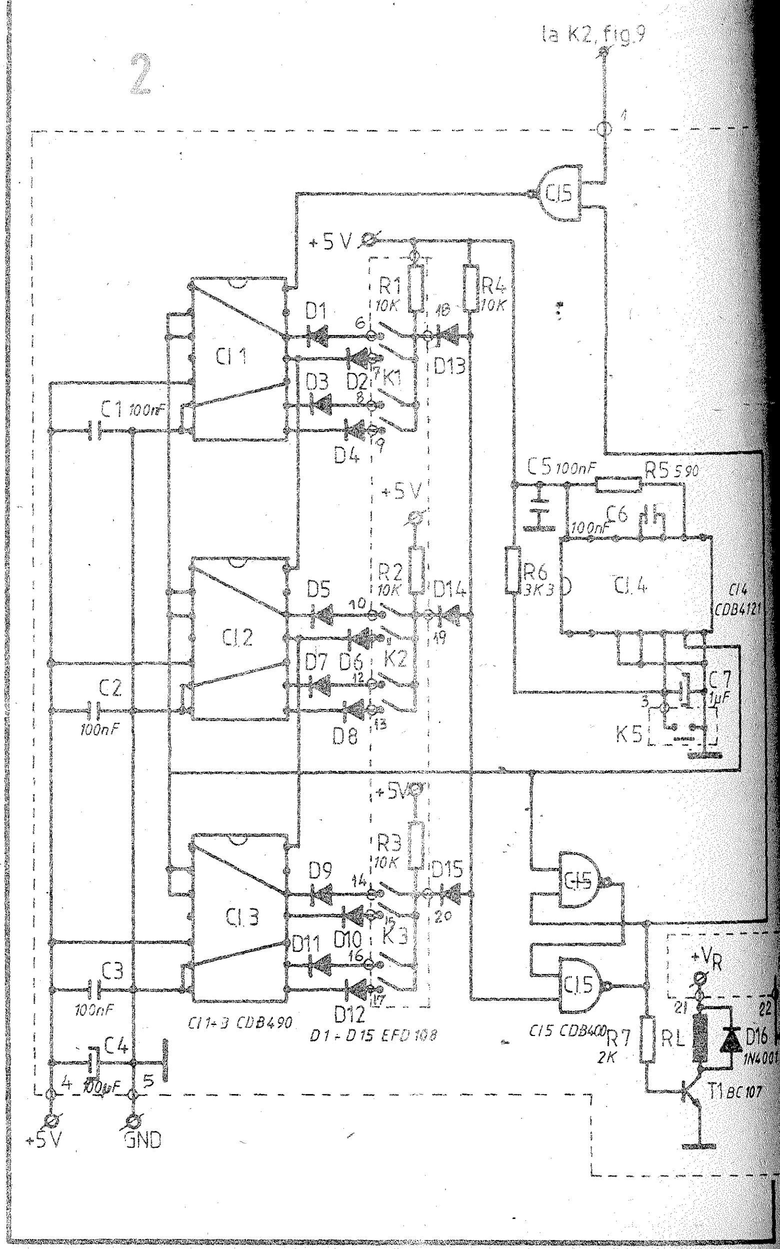
PARAMETRUL	U_M	VARIANTA			
		A	B	C	D
Puterea nominală de ieșire pt. (K = 1%) $P_{n\ OUT}$	W	10	15	20	25
Impedanța de ieșire, Rs	Ω	4	4	4	4
Tensiunea de alimentare, Ua	V	22,5	28	30	33
Curentul de repaos, Io	mA	10	10	10	10
Curentul absorbit de la sursă pentru $P_{OUT} = P_n$ Imax	A	0,75	0,9	1,1	1,2
Tensiunea reziduală la ieșire Urez	mV	± 70	± 70	± 70	± 70
Coeficientul de distorsiuni pentru $P_{OUT} = P_{nom}$ în domeniul 50 Hz – 15 kHz	%	L1	L1	L1	L1





CRONOMETRE de LABORATOR

ALEXANDRU ZANCA



Cronometrul este una dintre piesele ce nu trebuie să lipsească din dotarea laboratorului fotografului amator. Acesta trebuie să fie capabil să măsoare, precis și cu bună repetabilitate, timpi cuprinși între 0,5 secunde și câteva zeci de minute, timpi ce sunt necesari la expunerea hârtiei fotografice, la developarea hârtiei sau a filmelor negative și/sau reversibile, sau la fixarea materialelor developate. Având în vedere varietatea acestor timpi, cel mai adesea avem nevoie de mai multe cronometre și anume: timer-ul pentru expunerea hârtiei fotografice, timer-ul pentru developarea hârtiei expuse și un cronometru necesar la developarea filmelor negative sau dia precum și pentru măsurarea timpului necesar fixării materialelor developate.

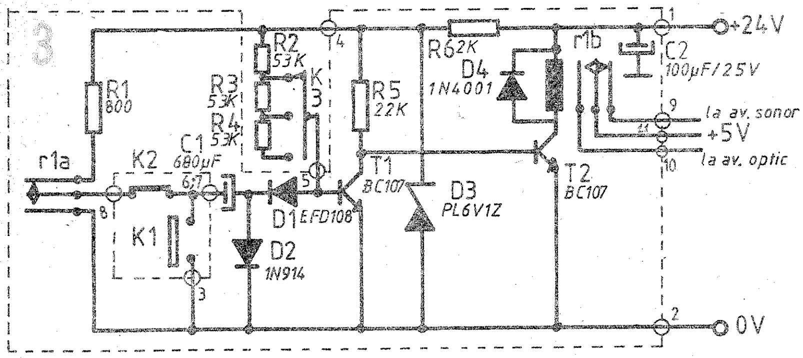
În cele ce urmează, este prezentat un complet de cronometre care întrunește mai multe tipuri de cronometre, toate cu utilizări în laboratorul foto.

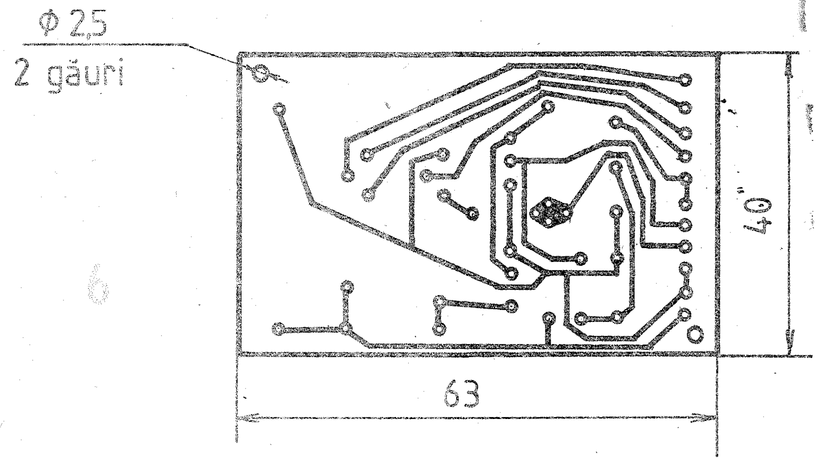
Examinând schema bloc din figura 1, se observă că acest aparat este alcătuit din trei subansamble principale, și anume: timer-ul pentru expunerea hârtiei fotografice, ce furnizează timpi de expunere în intervalul 0,1 secunde la 99,9 secunde, în pas 0,1 secunde (fig. 2); cronometrul pentru marcarea timpului de developare a hârtiei fotografice, ce măsoară timpi ficși de 30, 60 și 90 secunde și care, la sfârșitul intervalului de timp preselectat, emite un semnal sonor (fig. 3) și un cronometru digital, cu domeniul de măsură de la 0 la 99 minute și 59 secunde și care emite un semnal sonor la intervale de 6 minute și respectiv 4 minute. Acest cronometru măsoară timpii necesari fixării materialelor fotografice developate sau a developării filmelor negative și dia (fig. 9).

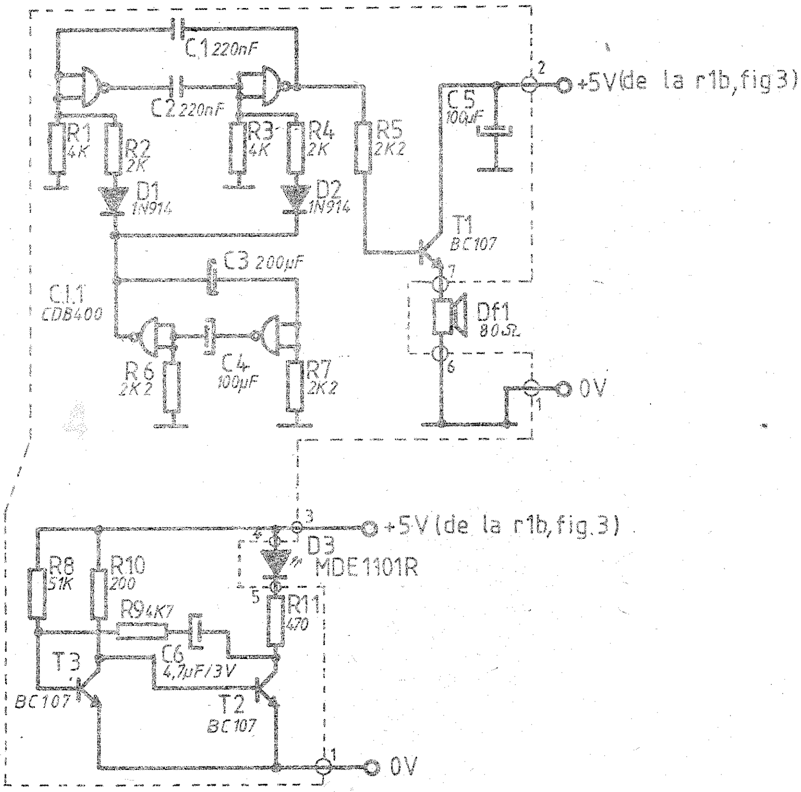
Asupra funcționării timer-ului pentru expunerea hârtiei fotografice (figura 2) nu se va insista, deoarece acesta a fost prezentat în revista TEHNIUM nr. 1/1993. Există unele deosebiri față de schema precedentă, și anume, acela privind oscilatorul bază de timp ce furnizează cei 10 Hz și sistemul de RESET. În cazul de față, această frecvență de 10 Hz, este furnizată la cosa 1 de același oscilator, realizat cu circuitul integrat C.I.4, din figura 9, care asigura baza de timp pentru cronometrul digital.

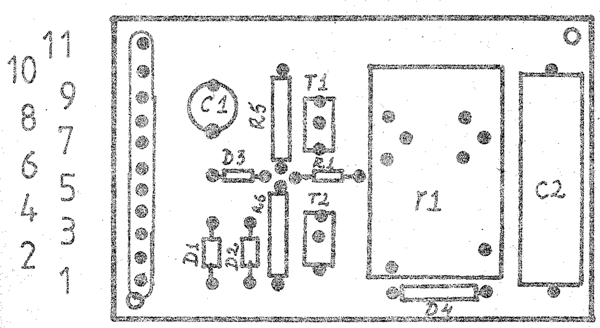
RESET-ul se realizează, în acest caz, prin preluarea unei frecvențe mai mari de la același oscilator, comutarea pe funcția RESET făcându-se cu ajutorul comutatorului K2 din figura 9.

La realizarea montajului, se va folosi același cablaj ca și în cazul din revista mai sus-menționată, din care lipsesc, însă, componentele necesare realizării oscilatorului bază de timp și se refac traseele corespunzătoare figurii 2.

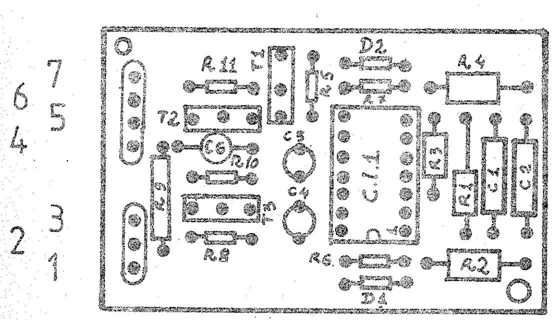




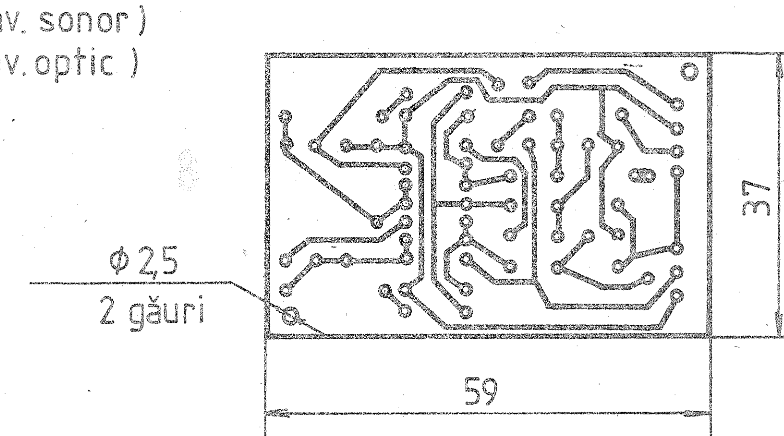




1 - +24V
2 - GND
3 - comutator K3
4 - comutator K3
5 - comutator K3
6 - comutator K1
7 - comutator K2
8 - comutator K2
9 - la avertizorul sonor
10 - +5V
11 - la avertizorul optic



1 - GND
2 - +5 (av. sonor)
3 - +5 (av. optic)
4 - LED
5 - LED
6 - cască
7 - cască



Cel de-al doilea cronometru este realizat cu tranzistorii T1 și T2 și are schema din figura 3. Acesta furnizează un semnal sonor la expirarea timpului preselectat de 30, 60 sau 90 secunde, interval selectat cu ajutorul comutatorului K3 (fig. 3). Aceste intervale de timp pot fi modificate în limite largi, prin schimbarea valorii rezistențelor R2...R5 sau prin schimbarea valorii condensatorului C1. Se poate extinde numărul de trepte de temporizare, prin înlocuirea comutatorului K3 cu un comutator cu mai multe poziții și conectarea de noi rezistențe de aceeași valoare sau de valori diferite, după necesități. S-au ales aceste intervale de timp, deoarece sunt timpi uzuali la developarea hârtiei fotografice.

Funcționarea este simplă: condensatorul C1 se încarcă, prin rezistența R1 și dioda D2, la tensiunea dată de dioda D3. Tranzistorul T1 conduce, fiind polarizat prin grupul de rezistențe R2...R5, în funcție de poziția comutatorului K3, dioda D1 fiind blocată. În acest caz, tranzistorul T2 este blocat, deci releul r1 nu este alimentat, avertizorul acustic fiind în funcțiune. La apăsarea butonului K1, tensiunea de pe condensatorul C1 deblochează dioda D1, tranzistorul T1 se blochează, iar tranzistorul T2 este adus la saturație. Releul r1 este alimentat, deci avertizorul acustic este scos din funcțiune și se activează avertizorul optic, ce indică scurgerea timpului necesar developării. Condensatorul C1 se descarcă prin grupul de rezistențe R2...R5 (în funcție de poziția lui K3) și dioda D1. Timpul în care se realizează această descărcare depinde de valoarea condensatorului C1 și de mărimea rezistenței selectate de K3. După scurgerea timpului preselectat, releul r1 se eliberează, deci reintră în funcțiune avertizorul acustic.

Pentru anularea unei temporizări deja începute, se apasă pe butonul K2 (care are contacte normal închise).

Deoarece durata temporizării nu depinde de timpul cât este apăsat butonul K1, acest tip de releu, prin modificarea valorii condensatorului C1, poate fi folosit atunci când sunt necesare temporizări scurte, ce nu trebuie să fie influențate de timpul cât se ține apăsat butonul de start.

Se pot folosi și relee cu tensiunea de lucru mai mică (dar nu sub 10V) scăzând corespunzător tensiunea de alimentare și modificând valoarea rezistenței R6 la o valoare la care D3 să funcționeze corect, sau inserând cu releul o rezistență care să preia diferența de tensiune.

De la contactele releului r1 se alimentează cele două avertizoare, optic și acustic, a căror schemă este prezentată în figura 4. Se observă că avertizorul optic intră în funcțiune la alimentarea releului, deci la apăsarea butonului K1 (fig. 3) și marchează începerea timpului necesar developării. La trecerea acestui timp, releul este eliberat, intrând în funcțiune avertizorul sonor. Acesta va emite un semnal acustic până la o nouă apăsare pe butonul K1 (fig. 3). Dacă pauza dintre developări este lungă sau acest temporizator nu este folosit, semnalul devine supărător, acesta putându-se anula prin comutatorul K (fig. 1 și fig. 3); în acest caz, datorită întreruperii legăturii cu butonul K1 (fig. 1 și fig. 3), timer-ul nu mai poate fi acționat decât după cuplarea avertizorului acustic, prin readucerea în poziția inițială a comutatorului K din figura 1.

Cele două montaje, temporizatorul și avertizorul, se realizează pe plăcuțe de sticlotextolit placat cu cupru. În figura 5, este redată dispunerea pieselor, iar în figura 6, cablajul pentru timer. În figurile 7 și 8 sunt date dispunerea componentelor și, respectiv, cablajul pentru avertizorul optic și acustic.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

DEPANAREA RECEPTOARELOR T.V. COLOR

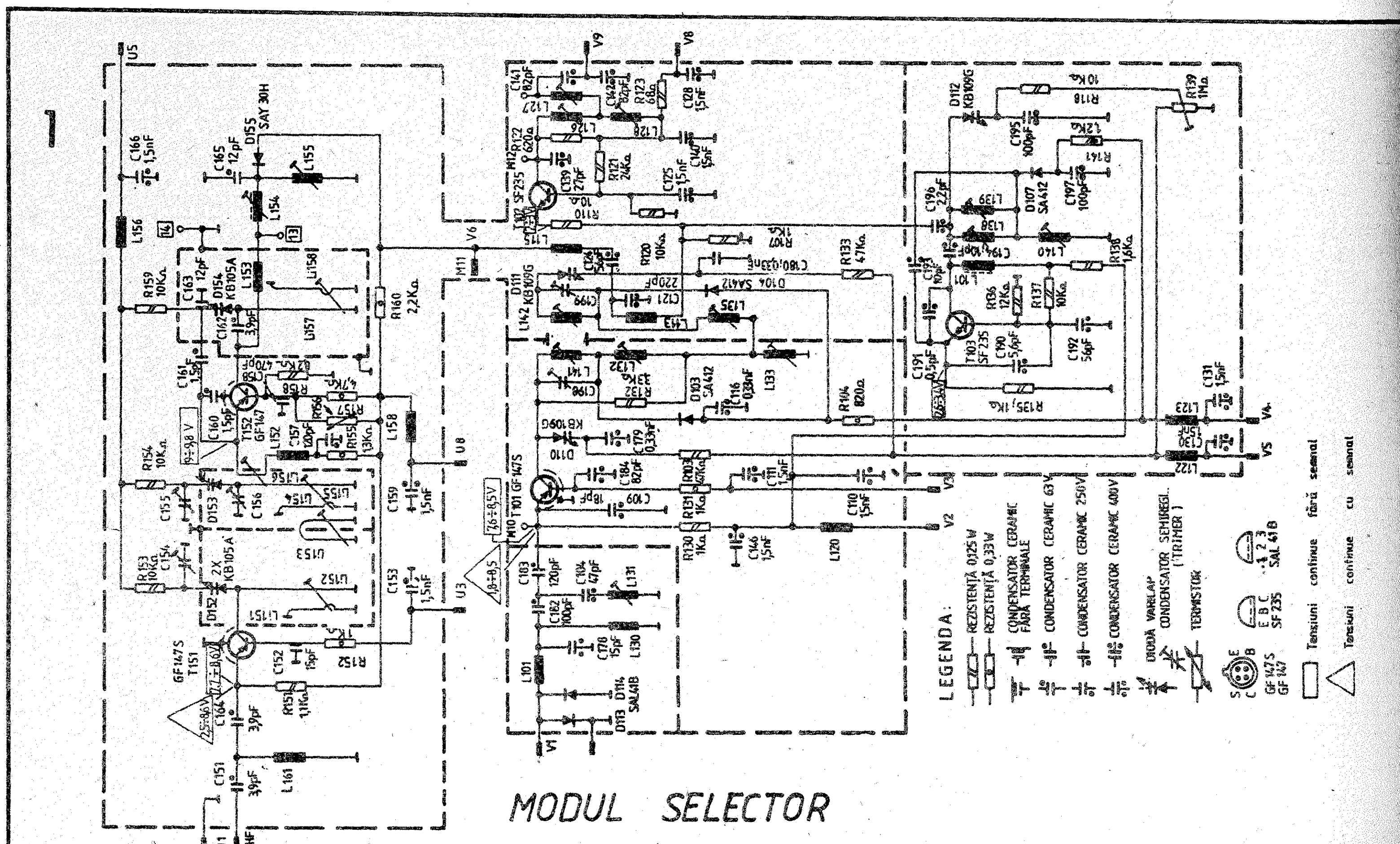
ing. ŞERBAN NAICU

Familia de receptoare T.V. color tip TELECOLOR şi CROMATIC, asamblate în întreprinderea „Electronica" S.A., pe baza concepţiei elaborate de firma Stassfurt (din fosta R.D. Germană) cuprinde variantele TELECOLOR 3006, 3007, TELECOLOR 4106, TELECOLOR 4507, TELECOLOR 5601, 5602, 5603, precum şi CROMATIC şi CROMATIC 02. Variantele TELECOLOR 5601, 5602, 5603, împreună cu TOPCOLOR 5101, reprezintă familia de T.V. color de concepţie românească, derivată din receptorul T.V.C. CROMATIC.

Televizorul TOPCOLOR are diagonala ecranului de 51 cm, televizoarele din familia TELECOLOR au diagonala de 56 cm, iar cele din familia CROMATIC de 67 cm.

Vom prezenta, în continuare, toate aceste tipuri de T.V. COLOR.

TELECOLOR 3006 (3007)



MODUL SELECTOR

Receptoarele de T.V. color din această categorie cuprind două variante între care există foarte mici diferenţe. Ambele tipuri de aparate conţin 13 circuite integrate, 64 de diode, un multiplicator (triplor) de tensiune şi 47 de tranzistoare (TELECOLOR 3006) respectiv 49 de tranzistoare (TELECOLOR 3007). Minore diferenţe apar la nivelul decodorului de culoare, varianta 3007 conţinând o plăcuţă suplimentară (nr. 74) echipată cu două tranzistoare (T90 şi T91).

Schema electrică a acestui T.V.C. a fost publicată în numărul 6/1993 al revistei noastre.

Aceste aparate pot recepţiona programe T.V. color emise în sistemul PAL sau SECAM (bisistem), comutarea făcându-se automat, precum şi sunetul în ambele standarde (OIRT şi CCIR), având a doua frecvenţă intermediară de 6,5 MHz, respectiv 5,5 MHz.

Consumul mediu de la reţeaua de c.a. 220V/50 Hz este de 98W.

Conectarea unui videocasetofon la aceste televizoare se face doar prin borna de antenă, nefiind prevăzute cu modul audio-video. Un astfel de modul A–V pentru TELECOLOR 3007 a fost prezentat în revista noastră numărul 8/1992.

Receptoarele T.V. pot recepţiona benzile I–V (canalele 1–65), fiind prevăzute cu selector FIF–UIF.

Prezintă ieşire pentru cască (tip DIN, min. 200 Ω) şi pentru magnetofon (47 kΩ, min 100 mVef).

După cum se poate observa şi pe schema electrică a T.V., se pot distinge trei blocuri mari funcţionale:

— bloc recepţie (P23291–000, respectiv 72.51.02.10.00);

— şasiu–bază (P11665–020, respectiv 12.03.10–2100);

— bloc alimentare (P23290–010, respectiv 12.03.00.94.00).

BLOCUL DE RECEPŢIE

Cuprinde patru module deconectabile:

— modulul selector (45.01.07–00.00);

— modulul 32 A.F.I.C.C. (49.12.01–00.00);

— modulul 37 sunet (P37.133–010);

— modulul 35 C.A.F. (72.50.04–20.00).

În afara celor patru module deconectabile, blocul de recepţie cuprinde:

— ansamblul comutare (72.50.06.03.00);

— ansamblul programator (72.51.01–4500);

— placa de conectare, care conţine întrerupătorul pentru difuzor, mufele pentru casca audio şi magnetofon;

— potenţiometrele de volum, ton, contrast şi saturaţie.

Pe blocul de recepţie se află amplasate şi alte componente şi circuite de legătură.

Blocul este amplasat în T.V. în poziţie verticală.

MODULUL SELECTOR (fig. 1)

Cuprinde atât selectorul FIF cât şi selectorul UIF.

Este de tip superheterodină, primind la intrare semnalul captat de antenă.

Îndeplineşte următoarele funcţiuni importante:

— asigură adaptarea impedanţei între antenă şi intrarea receptorului T.V. (75Ω);

— amplifică semnalul de FIF sau UIF primit la intrarea de antenă;

— efectuează schimbarea de frecvenţă (heterodinarea) transformă semnalul de radiofrecvenţă (FIF şi UIF) în semnal de frecvenţă intermediară (F.I.);

— amplifică semnalul de F.I.;

— împreună cu ansamblurile programare şi comutare, asigură posibilitatea alegerii canalului dorit;

— protejează împotriva perturbaţiilor radioelectrice;

— asigură reglarea automată a amplificării (RAA) lanţului T.V.

1. SELECTORUL FIF

Semnalele primite de la antenă la borna V_1 se aplică pe emitorul tranzistorului T_{101} prin intermediul filtrului „trece-jos" L101–C178 şi al celui „trece-sus" L130–C182 în serie cu C183. Banda de trecere minimă a acestor filtre e cuprinsă între 49–230 MHz.

Diodele D113 şi D114, montate antiparalel, protejează tranzistorul la o eventuală apariţie de supratensiuni periculoase provenite de la antenă sau de la tubul cinescop.

Circuitul serie C104, L131, rejectează semnalele de F.I. cu o atenuare de cca 40 dB.

Tranzistorul T101 constituie amplificatorul de FIF fiind un tranzistor pnp cu germaniu, de tip GP147S, în montaj BC (bază comună). Condensatorul C184 decuplează baza la masă. Emitorul tranzistorului este polarizat de la borna V_2 (cu 12,5 V) prin L120 şi R130. Baza primeşte tensiunea de comandă RAA de la borna V_3, prin intermediul rezistorului R131, decuplat cu C111 la masă. Colectorul tranzistorului este conectat la masă prin bobinele L141, L132 şi L133.

Condensatoarele C110 şi C146 au rol de filtraj şi de decuplare, iar C109 are rol de antioscilaţie, scăzând nivelul semnalului aplicat la intrarea tranzistorului.

Amplificatorul FIF are ca sarcină un filtru de bandă acordabil, realizat cu circuite cuplate.

Primarul filtrului constă din dioda

varicap D110 (decuplată la masă prin C179, de valoare ridicată) în paralel cu inductanța de acord.

Diodele varicap au rolul condensatoarelor de acord, D110 având asigurată variația capacității prin variația tensiunii de comandă aplicată prin R103 și L122 de la borna V_5. Condensatorul C130 asigură filtrarea tensiunii de comandă de componentele de FIF. La borna V_5 se aplică tensiunea culeasă de pe rezistorul R2591 situat în emitorul tranzistorului T2591 (repetor pe emitor). În colectorul tranzistorului se aplică 33 V, iar pe baza acestuia tensiunea de la borna 160 a tasterului, respectiv tensiunea de comandă a diodelor varicap (considerând modulul CAF scos din funcțiune).

Condensatoarele C2596 și C2197 au rolul de filtraj.

Inductanța de acord este comutabilă pe cele două benzi, cu ajutorul diodei D103. Funcționarea este următoarea: când se aplică tensiune pozitivă la borna V_4 (la recepția unui canal din banda III) prin L123, R104, D103, L132 și L133 ia naștere un curent de cca. 5mA care determină deschiderea diodei. În acest caz, prin C116 și D103 punctul dintre inductanțele L141 și L132 se află pus la masă. Inductanța de acord va consta doar din L141. Dacă se recepționează un canal din benzile 1 sau 2, la borna V_4 nu se va aplica tensiune pozitivă, dioda D103 va fi blocată, iar inductanța de acord va consta, în acest caz, din L141 în serie cu L132 și L133.

Trimerul C198 folosește la alinierea benzii III, iar R132 amortizează circuitul în benzile I—II.

Secundarul filtrului de bandă este realizat similar cu primarul. Astfel, capacitatea de acord o constituie dioda varicap D111, decuplată cu C180 (de valoare ridicată). Tensiunea de comandă a varicapului este preluată tot de la borna V_5 prin L122 și R133.

În banda III inductanța este constituită din L142 pusă la masă prin D104 (deschisă de tensiunea de la borna V_4) și C116. În benzile I—II (dioda D108 fiind blocată) inductanța de acord crește prin înserierea la L142 a bobinelor L135 și L133.

În banda III cuplajul între primar și secundar este realizat prin inductanța mutuală între L141 și L142, iar în benzile I—II cuplajului mutual i se adaugă un cuplaj inductiv „în picior" constituit din L133 (comună primarului și secundarului).

Semnalul de FIF se culege de la ieșirea filtrului de bandă prin intermediul bobinei terțiare L113, strâns cuplată cu L142 (în banda III), cât și cu L135 (în benzile I—II) și prin intermediul rezistorului R110 (10Ω) se aplică etajului mixer realizat cu T102, pe emitor.

Tranzistorul T103, cu siliciu, npn, de tip SF235 în montaj BC (bază comună) constituie etajul oscilator local. Condensatorul C192 decuplează baza în domeniul FIF. Polarizarea colectorului este realizată de la borna V_2 prin L120, R138, L101. Baza este polarizată în c.c. prin divizorul rezistiv R137—R136, iar emitorul de tensiunea care apare pe R135 datorită trecerii curentului de emitor.

Oscilatorul este de tip Colpitts, având circuitul acordat format din capacitatea diodei varicap D112, în paralel cu inductanțele L138 și L139 (pe banda III) puse la masă prin dioda de comutare D107 și C197. Dioda este deschisă de către tensiunea pozitivă de la borna V_4, care prin L123, R141, D107 și L140 creează un curent de cca 9 mA. La recepția în benzile I—III dioda D107 este blocată, iar inductanța de acord crește prin înserierea cu L140.

Pentru asigurarea reacției pozitive se utilizează divizorul capacitiv C190, C191. În benzile I—III (când D107 este blocată) reacția este mărită prin C193.

Semnalul obținut de la oscilatorul local se aplică prin C196 și R110 pe emitorul lui T102 (etajul de amestec).

Etajul de amestec este realizat cu același tip de tranzistor ca cel din oscilator, în montaj BC. Condensatorul C125 realizează decuplarea bazei la masă. Polarizarea colectorului în c.c. se face de la borna V_8 prin R123, L128 și L126, baza este polarizată prin divizorul rezistiv R120, R121, iar emitorul prin R110 în serie cu R107 de către tensiunea care apare la trecerea curentului de emitor.

Amestecul este de tip aditiv, ambele semnale care se amestecă (semnalul de FIF și cel de la oscilatorul local) aplicându-se pe același terminal al tranzistorului (emitorul).

Etajul de amestec are ca sarcină un filtru de bandă cu circuite cuplate. Primarul îl constituie C139 în paralel cu L126 în serie cu L128 (prin C140 la masă). Secundarul este alcătuit din C141 în serie cu C142 și bobinele L127 în serie cu L128. Bobina L128 comună primarului și secundarului constituie cuplajul inductiv „în picior" al filtrului. Ieșirea de F.I. se face pe la borna V_9 de pe priza capacitivă C141 și C142.

Condensatoarele C125 și C140 au rol de decuplare, iar R122 este rezistență de amortizare a filtrului de F.I.

2. SELECTORUL UIF

Semnalul de intrare se aplică la borna UHF, de unde prin intermediul filtrului „trece sus" în T, format din C151, C164, L161, având frecvența de tăiere în jur de 450 MHz, se aplică pe emitorul tranzistorului T151, pnp cu germaniu, de tip GF147S, în montajul BC, având funcția de amplificator de UIF. Baza este decuplată la masă (în domeniul UIF) prin C152.

Polarizarea emitorului în c.c. se face de la U_8 prin L158 și R151, iar baza prin R152 de la U_3 unde se aplică tensiunea de RAA. Colectorul este legat la masă prin linia L152.

Amplificatorul de UIF are ca sarcină un filtru de bandă realizat cu circuite acordate alcătuite din linii (în λ/4). Primarul filtrului de bandă este alcătuit din L152 acordată cu capacitatea diodei varicap D152, pusă la masă prin trimerul C154 (folosit la aliniere).

Secundarul filtrului conține L155 acordată cu capacitatea diodei varicap D153, decuplată la masă prin trimerul C155 (identic cu primarul).

Diodele varicap sunt comandate de tensiunea de la borna U_5 prin L156 și R153, respectiv R154.

Liniile L151, L154 și L153 sunt necesare pentru reglarea selectorului. Astfel L151 și L154 sunt folosite în timpul reglării selectorului (alinierea cu oscilatorul local) iar cu L153 se reglează cuplajul între primarul și secundarul filtrului de bandă.

Semnalul de UIF e cules din secundarul filtrului de linia L156 (strâns cuplată cu L155) și aplicat la intrarea etajului de amestec (emitorul lui T152).

Tranzistorul T152, pnp cu germaniu, de tip GF147, formează mixerul autooscilant. Este montat în conexiune BC, baza tranzistorului fiind decuplată la masă prin C158.

Polarizarea emitorului în c.c. se face de la borna U_8 prin L158, R155, L152 și L156, baza fiind polarizată prin divizorul format din termistorul T156 în paralel cu R157 și în serie cu R158. Colectorul este pus la masă prin L153, L154 și L155.

Condensatoarele C159 și C157 au rol de decuplare. Termistorul T156 asigură stabilitatea cu temperatura a funcționării oscilatorului.

Oscilatorul este de tip Colpitts, având circuitul acordat format din L157 (linie în λ/4) acordată cu capacitatea diodei varicap D154. Condensatorul C163 realizează decuplarea diodei varicap. Cu linia L158 se asigură reglajul liniei L157.

Divizorul capacitiv este format din C160 și C161.

Din amestecul între semnalul UIF aplicat prin L156 și semnalul provenit de la oscilatorul local prin C161, ambele aplicate pe emitorul lui T152, iau naștere o multitudine de frecvențe. Dintre acestea se separă semnalul de F.i. pe filtrul realizat cu circuite cuplate „în picior". Primarul filtrului este compus din capacitatea de ieșire a tranzistorului T152, L153 și L154. Condensatorul C165 și L155 realizează cuplajul „în picior". Secundarul este compus din L115 și C124 și se cuplează cu primarul prin D155. Dioda este deschisă prin R160 și L158 de tensiunea de la borna U_8, când se recepționează pe UIF.

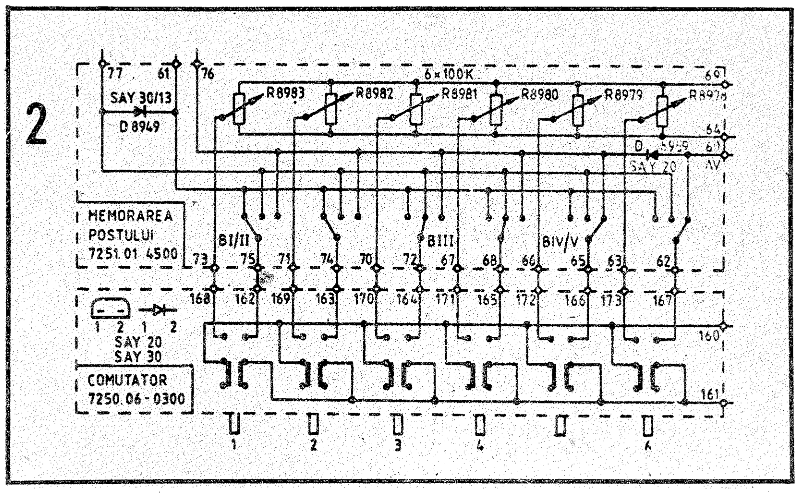
Pe traseul L155, C124, L113 și R110, semnalul de F.I. de la selectorul UIF ajunge pe emitorul lui T102 (din selectorul FIF), care în această situație lucrează ca amplificator de F.I.

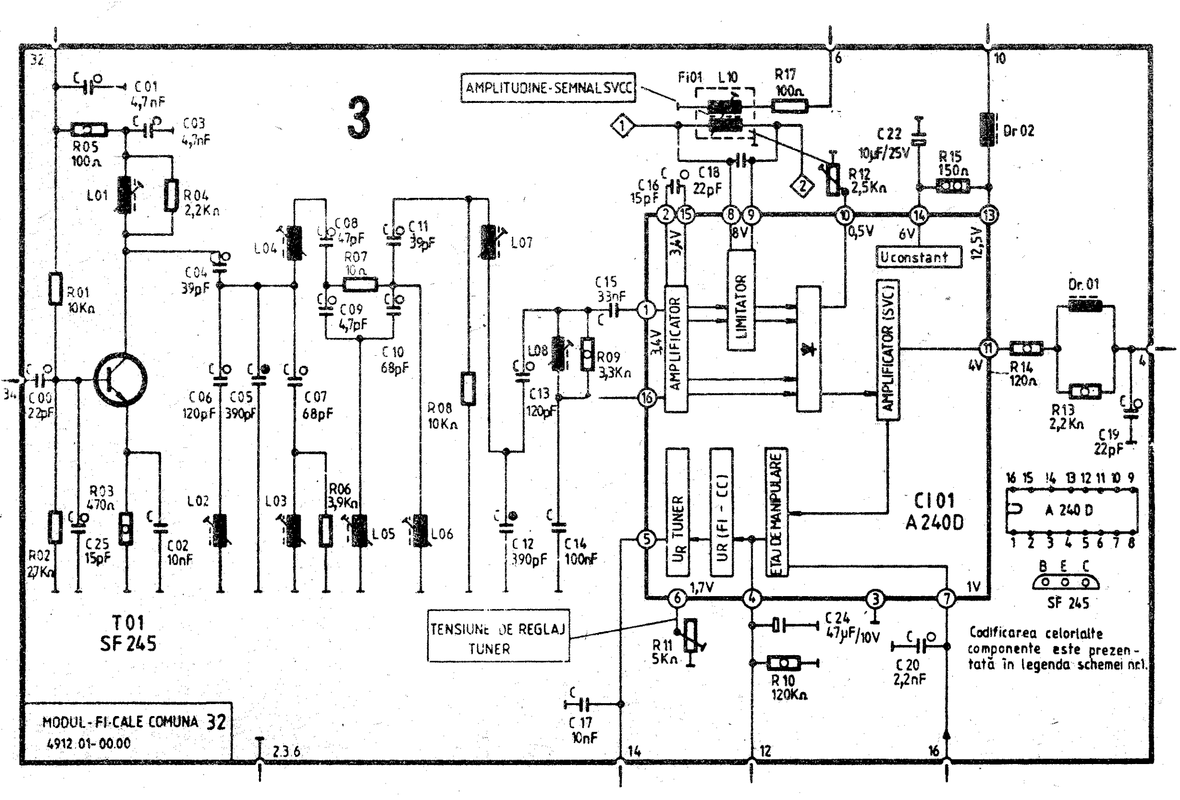
Deși televizorul posedă o singură bornă de antenă, prin intermediul filtrului separator se realizează distribuția celor două semnale (FIF și UIF) la cele două intrări ale selectorului V_1 (intrare VHF) și U_1 (intrare UHF). Filtrul se află pe șasiul televizorului și conține un filtru „trece-sus" L2191—C2191 pentru intrarea UIF și un filtru „trece-jos" format din L2192—C2192 pentru semnalul FIF.

ANSAMBLUL DE COMUTARE ȘI PROGRAMARE (figura 2)

Acest ansamblu de comutare și programare (memorare) a canalelor, cunoscut și sub denumirea de **taster**, permite alegerea canalului dorit. Selecția se face prin acționarea unuia dintre cele 6 comutatoare și alegerea benzii dorite (BI/II, BIII și BIV/V), tasterele fiind omniprogramabile.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)





Starea de STAND-BY în receptoarele moderne de T.V. în culori

ing. MIHAIL SILIȘTEANU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Tensiunea din terminalul 41 se aplică prin R756 în baza tranzistorului Q704 de tip KTC 1815, determinându-l să intre în saturație. Intrarea în saturație a tranzistorului Q704 este favorizată de faptul că în colector primește o parte din tensiunea de 12V (STD 12V) prin R761. Tensiunea de 12V este provenită din redresarea cu dioda D801S de tip VR10J, a unei tensiuni sub formă de impuls, furnizată de terminalul 12 al secundarului trafo chopper. Faptul că tranzistorul Q704 se află în saturație, înseamnă că potențialul colectorului este aproximativ egal cu al emitorului, adică apropiat de zero. Potențialul colectorului Q704 se transmite în baza tranzistorului Q801S, blocându-l. Curentul care circulă prin Q801S se întrerupe, releul RL801 se deschide, tensiunea în impuls de la terminalul 17 al trafo chopper nu se mai aplică spre redresare diodei D803S de tip RGP15J și astfel tensiunea din TPG de 118V dispare. Dispariția tensiunii B+ de 118V determină blocarea etajului final de linii. Succesiv devin nule tensiunile obținute din transformatorul de linii. Rămân în funcție etajele alimentate de tensiunea de 19V și cea de 5V, provenită prin reducerea tensiunii de 12V. Ambele tensiuni rezultă din alimentatorul în comutație. Rămâne de asemenea în funcție etajul de ieșire al tensiunii de comandă a driverului, care se află în componența CI-401.

Prin faptul că tranzistorul Q713 se află în conducție, tensiunea STD 12V se aplică în valoare redusă la terminalul 2 al CI-401, reușind să alimenteze etajul de ieșire mai sus amintit.

Tranzistorul Q714 primește în emitor o parte din tensiunea ST5V și în bază o parte din tensiunea STD12V. Cum tensiunea din bază este mai mică ca cea din colector, tranzistorul Q714 devine conductibil. Curentul de colector al acestuia se închide la masă prin dioda LD701, care se luminează, indicând prin aceasta starea de STAND-BY.

Pornirea televizorului din starea de STAND-BY se face prin acționarea uneia dintre tastele emițătorului, numerotate de la 0 la 9. La apăsarea tastei tensiunea din terminalul 41 al microprocesorului devine zero volți.

În această situație, tranzistorul Q704 se blochează.

Tensiunea STD12V se divizează pe rezistențele R761, R802S și R804S, astfel încât tensiunea din baza tranzistorului Q801S să fie suficientă pentru a determina intrarea în conducție a tranzistorului Q801S. Curentul de colector al acestui tranzistor se închide prin bobina releului RL801, determinând închiderea contactului. Prin închiderea contactului tensiunea în impuls din terminalul 17 al trafo chopper se aplică diodei D803S spre redresare. Tensiunea redresată (+118V) alimentează etajul final de linii, punându-l în funcțiune. Tensiunea de start pentru etajul de comandă al driverului (terminalul 2 al CI-401) se obține, datorită faptului că tranzistorul Q713 se află în conducție. În aceste condiții baleajul de linii funcționează și trafo de linii furnizează restul de tensiuni necesare funcționării TVC.

Tranzistorul Q714 se blochează deoarece tensiunea din bază devine mai mare ca cea din emitor. Dioda luminiscentă LD701 se stinge, indicând faptul că televizorul este pus în funcțiune.

Pornirea TVC se poate face și cu întrerupătorul de rețea. La închiderea întrerupătorului de rețea SW851, contactul suplimentar „de ștergere" de pe întrerupător se menține închis pentru o perioadă scurtă de timp.

În această perioadă scurtă de timp, curentul produs de sursa STD 12V încarcă condensatorul C715. Tensiunea ST5V aplicată prin R757 în colectorul tranzistorului Q706 și tensiunea de pe condensatorul C715, aplicată prin R762 în bază, determină conducția lui Q706, aducându-l în starea de saturație. Tensiunea din terminalul 41 al microprocesorului devine zero și rămâne la această valoare.

Contactul de ștergere dispare, condensatorul C715 se descarcă, tranzistorul Q706 se blochează, dar tensiunea din terminalul 41 rămâne nulă. Situația devine identică cu cea din cazul în care pornirea TVC s-a făcut cu emițătorul de telecomandă.

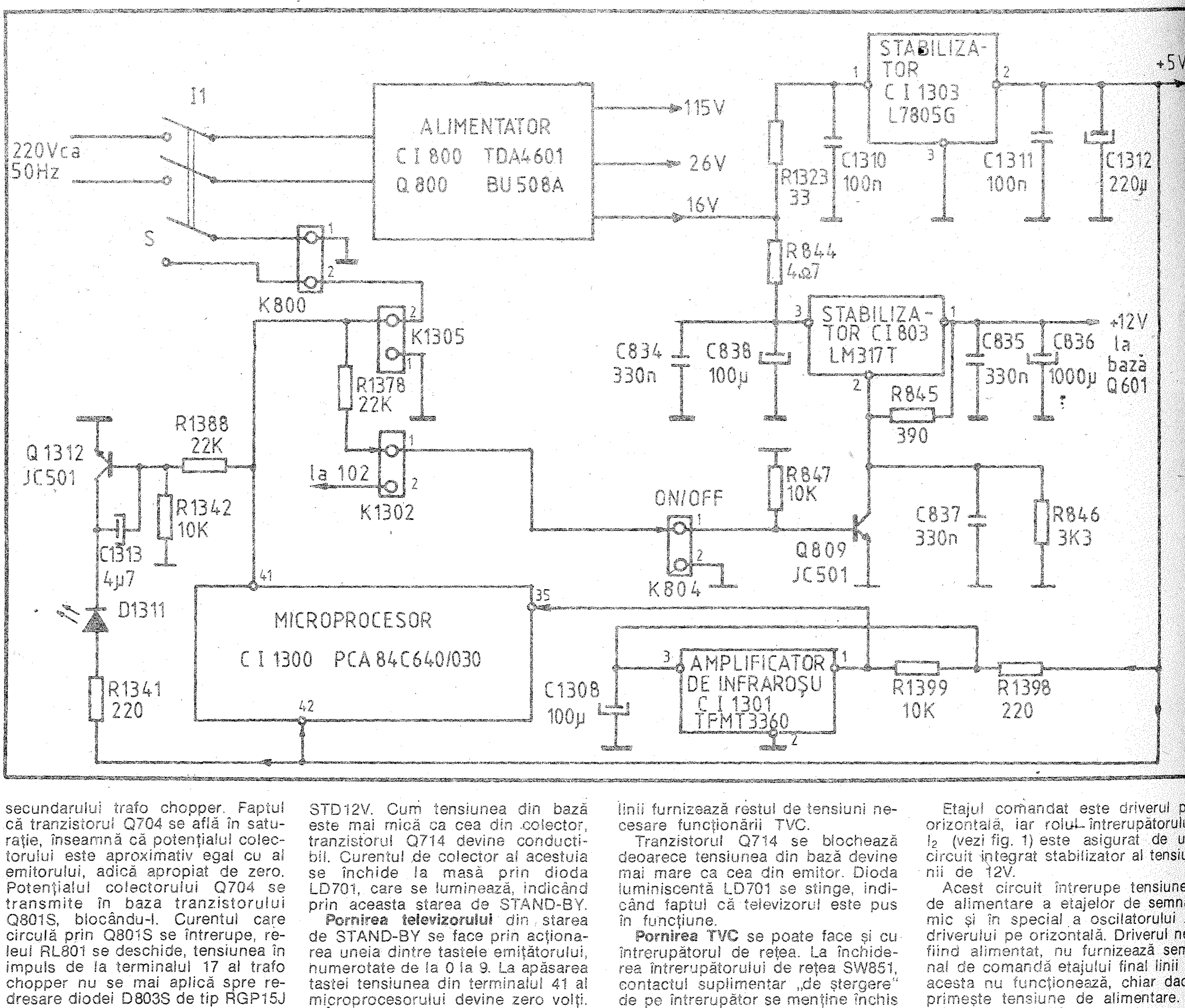
În schema din fig. 3, se mai remarcă faptul că tranzistorul Q705 prin starea lui permanentă de conducție și prin prezența diodei Zener ZD701 de 5,6V în bază, reduce tensiunea de 12 V la valoarea de 5V.

Această tensiune de 5V (ST5V), obținută în emitor, alimentează microprocesorul în terminalul 42.

3. Generarea stării de STAND-BY în TVC de tip NEI-INDIANA

Televizoarele din familia NEI au la baza construcției două tipuri de șasie: INDIANA 100 și INDIANA 200.

La ambele tipuri de șasie, starea de STAND-BY se poate asigura cu întrerupătorul de rețea și cu emițătorul de telecomandă.



Etajul comandat este driverul pe orizontală, iar rolul întrerupătorului I_2 (vezi fig. 1) este asigurat de un circuit integrat stabilizator al tensiunii de 12V.

Acest circuit întrerupe tensiunea de alimentare a etajelor de semnal mic și în special a oscilatorului și driverului pe orizontală. Driverul nefiind alimentat, nu furnizează semnal de comandă etajului final linii și acesta nu funcționează, chiar dacă primește tensiune de alimentare.

Pentru exemplificare se alege modelul „Indiana 2044R", echipat cu șasiul Indiana 200.

Schema de principiu a unei părți din schema bloc, dată în fig. 1, este reprezentată în fig. 4.

Trecerea televizorului din poziția de repaos în starea de STAND-BY

are loc după următorul mecanism.

Se conectează televizorul la rețea. Se apasă întrerupătorul de rețea I_1 fără reținere. Alimentatorul intră în funcțiune și livrează la ieșire tensiunile de 16V, 26V și 115V. Tensiunea de 16 V este redusă de R1323 și stabilizată la valoarea de 5V de către CI-1303 de tip L7805G. Tensiunea de 5V alimentează microprocesorul PCA84C640/030 la terminalul 42. În momentul alimentării, la terminalul 41 al CI-1300 apare o tensiune de 4—5V. În această situație baza tranzistorului Q809 de tip JC501 este polarizată puternic. Terminalul 2 al CI-803 se află la un potențial de cca 1,5V. Acest potențial se transferă în colectorul tranzistorului Q809, determinând intrarea acestuia în saturație. Terminalul 1 al CI-803 se află la un potențial apropiat de al masei, fapt care determină întreruperea funcționării stabilizatorului de 12V. Starea de STAND-BY este semnalată de aprinderea unui LED notat cu D1311. Tranzistorul Q1312 de tip JC501 este polarizat puternic în bază, iar în colector primește tensiunea de 5 V. În aceste condiții tranzistorul intră în saturație, curentul de emitor circulă prin dioda luminiscentă, determinând astfel luminarea acesteia.

Punerea în funcțiune a TVC din starea de STAND-BY se poate face, fie cu întrerupătorul de rețea, fie cu emițătorul de telecomandă. Prin menținerea apăsată a tastei de rețea, cel de-al treilea contact S al întrerupătorului I1 se conectează la masă. Tensiunea din terminalul 41 al CI-1300 devine nulă. Deși contactul S se menține conectat la masă circa 20 μs, tensiunea din terminalul 41 rămâne în continuare nulă, aceasta fiind determinată de circuitele microprocesorului.

Tensiunea nulă din terminalul 41 determină blocarea tranzistorului Q809.

Colectorul acestuia capătă potențialul terminalului 1 al stabilizatorului. Tranzistorul Q809 fiind blocat, terminalul 1 are potențialul ridicat și apropiat de terminalul 2. Terminalul 2 are în această situație potențialul egal cu 12V. Tensiunea de 12V alimentează etajele de semnal mic și driverul. Etajul final linii intră în funcțiune, iar tensiunile furnizate de trafo linii alimentează restul etajelor din TVC, punându-l astfel în funcțiune.

Punerea în funcțiune cu ajutorul emițătorului de telecomandă se produce după un mecanism similar.

Se apasă una din tastele de program (de la 0 la 9). Comanda se transmite prin amplificatorul de infraroșu echipat cu CI-1301 de tip TEMT 3360, la terminalul 35 al microprocesorului. La primirea acestei comenzi, tensiunea de 5V din terminalul 41 al CI se anulează. Procesul se desfășoară în continuare ca în cazul descris anterior.

Revenirea la starea de STAND-BY din starea de funcționare se realizează numai cu ajutorul emițătorului de telecomandă. Prin acționarea tastei „ÎNTRERUPERE ALIMENTARE" de pe panoul emițătorului, microprocesorul primește o comandă la terminalul 12, care modifică tensiunea din terminalul 41 din zero în 5V.

La apariția acestei tensiuni, Q809 intră în saturație, CI-803 se întrerupe, iar televizorul iese din funcțiune.

4. **Generarea stării de STAND-BY în TVC PRIMA și MEC.**

Există o gamă variată de TV în culori moderne care realizează starea de STAND-BY prin scoaterea din funcție a alimentatorului. Printre acestea se află și modelele de TVC: JEC, ETRON, BAIHUA, PRIMA și MEC.

Etajul comandat este alimentatorul, iar rolul întrerupătorului I_2 (vezi fig. 1) este asigurat de un releu.

Pentru exemplificare se vor alege modelele PRIMA și MEC, care au aceeași schemă electrică, diferența constând în modul de prezentare.

Schema electrică de principiu, reprezentând o parte a schemei bloc din fig. 1, este dată în fig. 5.

Această schemă, față de schemele din fig. 3 și 4, și față chiar de marea majoritate a schemelor de TVC, prevăzute cu stare de STAND-BY, diferă prin:

— lipsa întrerupătorului de rețea;

— terminalul microprocesorului, conectat la circuitul de STAND-BY, trece în starea „1" logic (5V), atunci când televizorul se află în funcțiune;

— aprinderea LED-ului roșu semnalează starea de funcționare a TVC.

Starea de STAND-BY se obține în două moduri:

— conectarea TVC la rețeaua de c.a.;

— acționarea tastei de STAND-BY existentă pe emițătorul de telecomandă, în momentul când TVC se află în funcțiune.

La simpla conectare la rețea a TVC, curentul de rețea circulă prin primarul transformatorului T801. Tensiunea indusă în secundar este redresată de puntea, formată cu 4 diode de tip 1N4004, obținându-se la bornele condensatorului electrolitic o tensiune continuă de cca 14V.

Cu această tensiune se alimentează colectorul tranzistorului Q801 de tip D400E și se polarizează baza aceluiași tranzistor. Tensiunea din bază este stabilizată la 5,6V de către dioda Zener D864. Tranzistorul Q801 conduce, iar tensiunea din emitor de 5V alimentează microprocesorul la terminalul 42, preamplificatorul de infraroșu, dioda LED903 și alte câteva circuite. La alimentarea microprocesorului tensiunea din terminalul 8 devine nulă, adică „0" logic.

Datorită lipsei de tensiune din terminalul 8, tranzistoarele Q802 de tip D400E și Q913 de tip C1815Y rămân blocate.

Deoarece prin bobina releului RL501 nu trece curent, contactul releului rămâne deschis, puntea redresoare, formată din 4 diode de tip TVR — 4J, nu primește tensiune alternativă, alimentatorul nu funcționează și în final, TVC nefiind alimentat, rămâne în stare de STAND-BY.

Prin dioda LED903 nu circulă curent, din cauză că tranzistorul Q913 este blocat și ca atare nu se aprinde.

Punerea în funcțiune a TVC din starea de STAND-BY se realizează fie cu o tastă anume a receptorului, fie prin acționarea uneia dintre tastele emițătorului de telecomandă, numerotate de la 0 la 9.

La apăsarea tastei receptorului, acesta revine pe programul pe care a funcționat ultima oară, înainte de a trece în STAND-BY.

La apăsarea oricăreia dintre tastele menționate, microprocesorul primește o comandă, care modifică starea terminalului 8 de la „0" logic la „1" logic.

Tensiunea de cca 5V din terminalul 8 al CI-903 deschide tranzistoarele Q802 și Q913, aducându-le în regim de saturație. Curentul de emitor al tranzistorului Q802 circulă prin bobina releului RL501, închizând contactul acestuia. Prin închiderea contactului tensiunea de rețea se aplică redresorului și apoi alimentatorului propriu-zis.

La ieșirea alimentatorului se obțin tensiunile de 18V și 110V, cu care se alimentează restul etajelor TVC.

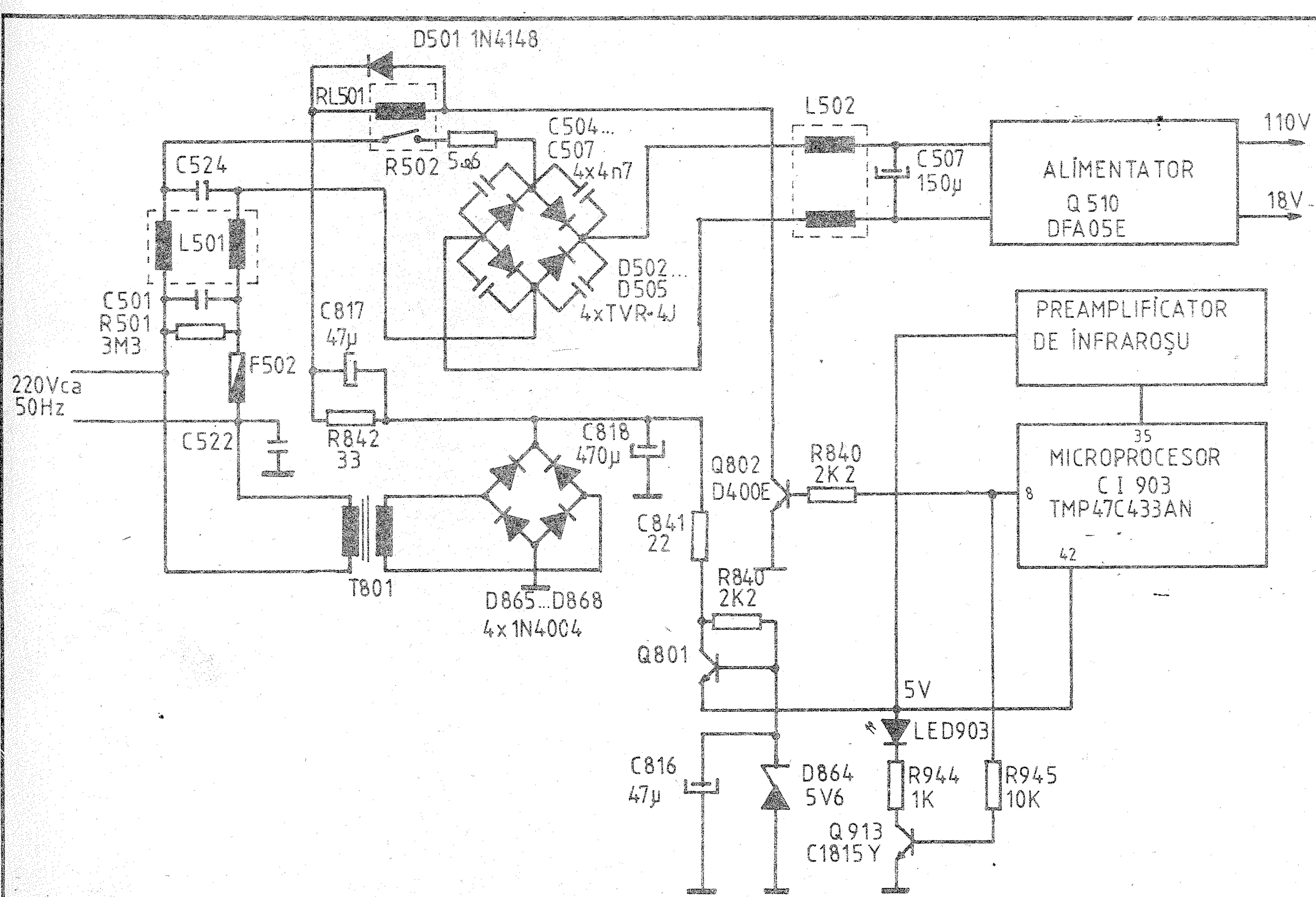
Tranzistorul Q913 fiind în saturație, curentul de emitor al acestuia circulă prin LED903, iluminându-o.

Deci, aprinderea LED-ului semnalează starea de funcționare a TVC.

Revenirea la starea de STAND-BY se realizează prin acționarea unei taste anume a emițătorului de telecomandă.

La apăsarea tastei, microprocesorul primește o comandă la terminalul 35 prin intermediul preamplificatorului de infraroșu. Starea terminalului 8 devine „0" logic, iar cele două tranzistoare Q802 și Q913 se blochează.

Blocarea tranzistorului Q802 determină întreruperea contactului releului EL501, întreruperea alimentării TVC și în final scoaterea din funcțiune a televizorului.



CONVERTOR pentru BANDA RADIO MF-CCIR

ing. DINU ZAMFIRESCU

Montajul permite recepționarea emisiunilor de radiodifuziune pe unde ultrascurte, cu modulație de frecvență, din banda C.C.I.R. (88—104 MHz) într-un receptor prevăzut a recepționa emisiunile de radiodifuziune cu modulație de frecvență din banda O.I.R.T. (66—73 MHz), fără a se interveni cu nimic în schema receptorului. Convertorul realizează o schimbare de frecvență convenabilă (alta decât în receptor) astfel încât semnalul captat de antenă să fie „convertit" din banda C.C.I.R. în O.I.R.T. și aplicat apoi receptorului, care-l prelucrează „normal", aidoma unui semnal veritabil emis direct în banda O.I.R.T. Ansamblul convertor + receptor lucrează ca un receptor cu dublă schimbare de frecvență.

Convertorul (denumit uneori „adaptor" în mod impropriu) constă dintr-un schimbător de frecvență (mixer) și un oscilator local. Schema poate conține și un etaj amplificator de radiofrecvență (ARF) sau un etaj amplificator de frecvență intermediară (AFI); montajul descris mai jos nu are aceste două ultime etaje.

Sunt posibile două situații:

a) frecvența oscilatorului convertorului este fixă și atunci frecvența de ieșire (prima frecvență intermediară de fapt) este variabilă;

b) frecvența oscilatorului convertorului este variabilă și atunci frecvența de ieșire este constantă.

În prima situație, selectarea emisiunii dorite se face cu ajutorul butonului de acord al receptorului, iar în a doua situație, selectarea emisiunii dorite se face acționând asupra oscilatorului local al convertorului, receptorul rămânând tot timpul acordat pe aceeași frecvență.

Cei care cunosc receptoarele cu dublă schimbare de frecvență recunosc aici cele două situații tipice, când:

a) prima frecvență intermediară este variabilă;

b) prima frecvență intermediară este fixă.

Întrucât acoperirile benzilor C.C.I.R. și O.I.R.T. sunt diferite (16 MHz, respectiv 7 MHz), varianta (a) nu permite decât recepționarea unei porțiuni de 7 MHz din banda C.C.I.R. Această porțiune se „alege" fixând valoarea frecvenței oscilatorului convertorului. Circuitul de intrare al convertorului este „fix" (neacordabil) și nu se pune problema alinierii ca într-un receptor superheterodină clasic; ar trebui ca la acționarea butonului de acord al receptorului (care modifică atât frecvența oscilatorului local cât și frecvența de acord a circuitului de semnal al receptorului) să se modifice simultan și acordul circuitului de intrare al convertorului. Totuși, dacă se dorește, se poate utiliza un circuit de intrare acordabil (cu condensator variabil) la convertor, dar acesta va fi acționat independent; în acest caz posturile „se caută" tot din acordul receptorului, acționarea acordului circuitului de intrare al convertorului îmbunătățind sensibilitatea și atenuarea canalului „imagine".

Schema prezentată nu apelează la această soluție, care ar îngreuna manevrarea receptorului, ci folosește ca circuit de intrare un filtru ceramic de tip trece-bandă (evident industrial), care are banda de trecere 88—108 MHz și care oferă o atenuare suficientă canalului „imagine". De altfel, acest canal este situat mult mai „departe" de frecvența recepționată decât în receptoarele M.F. obișnuite, cu o singură schimbare de frecvență, deoarece acum prima frecvență intermediară nu mai este 10,7 MHz, ci este situată undeva în intervalul 65—73 MHz!

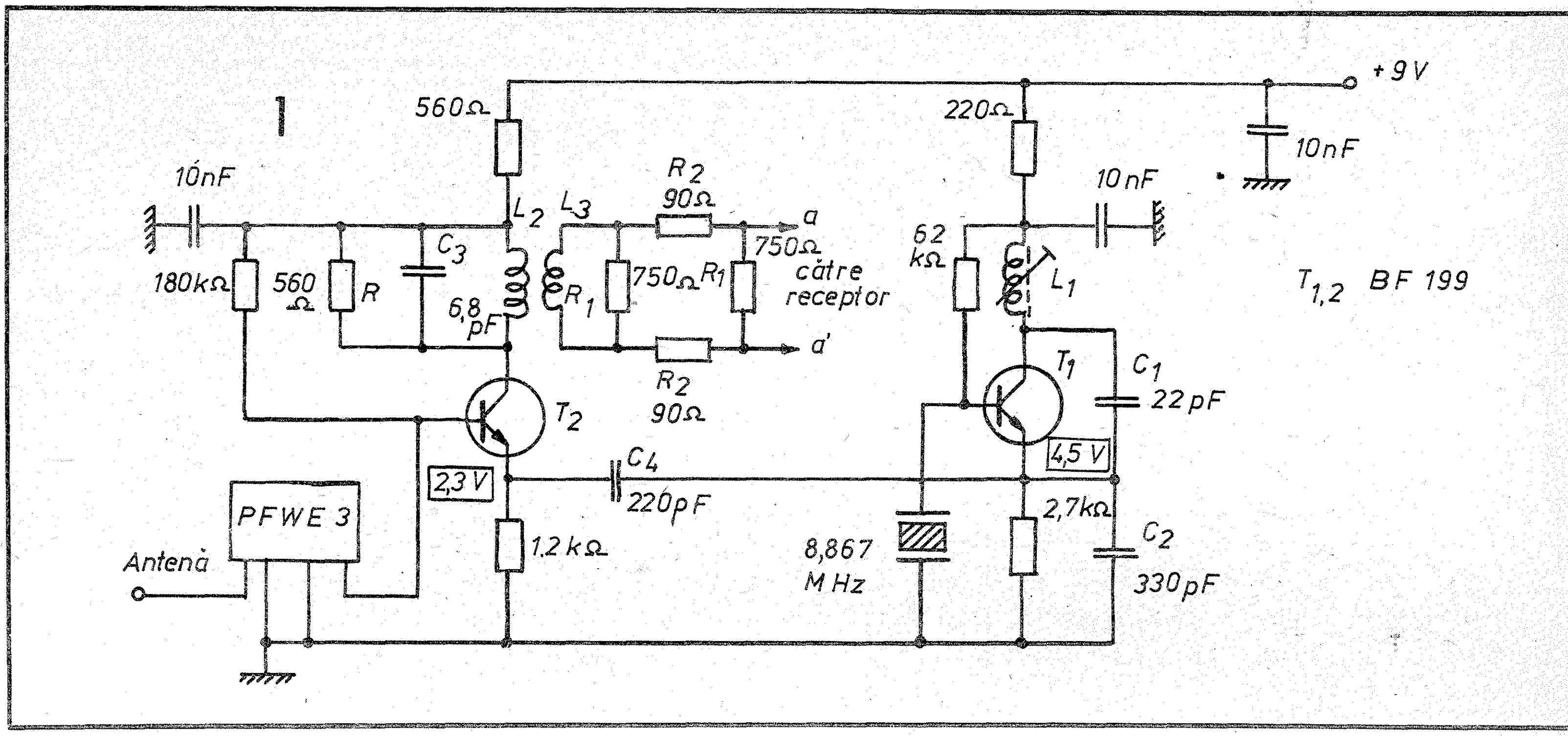
Varianta aleasă în montajul nostru este deci (a), iar oscilatorul local al convertorului este cu cuarț. În acest mod se înlătură orice instabilitate de frecvență potențială și funcționarea este posibilă, chiar dacă tensiunea de alimentare variază în limite largi (de la 4,5 V la 15 V!). Deși pare inutilă utilizarea unui oscilator cu cuarț (mai scump față de un simplu oscilator LC), avantajele sunt evidente: practic nu este necesar nici un reglaj delicat, care să se modifice nedorit, în timp sau la variația temperaturii, tensiunii de alimentare sau datorită șocurilor mecanice inerente; totodată nu riscăm ca o stație recepționată să „gliseze" pe scala receptorului într-o zonă unde există deja o stație O.I.R.T. Bineînțeles, o interferență se poate întâmpla câteodată, în funcție de situația concretă a recepției în zona geografică de utilizare a convertorului, dar schema permite mici „retușuri" ale frecvenței oscilatorului cu cuarț al convertorului; se poate utiliza eventual alt cuarț.

Varianta (b), deși permite alegerea primei frecvențe intermediare într-un loc „liniștit" de pe scala receptorului MF, necesită însă un oscilator local LC acordabil, cu toate problemele legate de stabilitate (electrică și mecanică), scală, demultiplicare etc. Acordul se face din convertor, receptorul rămânând „fix".

Să examinăm acum schema de principiu. Oscilatorul cu cuarț este realizat cu tranzistorul T1 (BF 199 sau similar). S-a utilizat un cristal de cuarț cu frecvența 8,867 MHz, ușor de procurat întrucât se întrebuințează în televizoarele color (frecvența purtătoarei de crominanță fiind jumătatea acestei frecvențe). Schema este de tipul „overtone", permițând oscilația direct pe armonica a treia („mecanică") a cristalului de cuarț, adică circa 26,6 MHz. Utilizând un cristal de 9 MHz, schema va oscila în jur de 27 MHz. Circuitul acordat C1, C2, L rezonează pe 26,6 MHz. Dacă baza tranzistorului ar fi decuplată cu un condensator de capacitate suficient de mare la masă, oscilațiile s-ar amorsa pe frecvența determinată de grupul C1, C2 și L, schema fiind un oscilator Colpitts. Capacitatea paralel a cuarțului (câțiva pF) nu poate asigura decuplarea și prin urmare oscilatorul nu poate oscila. Doar la frecvența de rezonanță serie a cuarțului, fs, și pe frecvențele armonice impare 3fs, 5fs, cuarțul se comportă ca o rezistență mică (sute de ohmi) asigurând „decuplarea" bazei oscilatorului LC de tip Colpitts. Dacă frecvența:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}$$

coincide cu fs, schema va oscila pe fs, dacă $f_{LC} = 3$ fs, schema va oscila pe 3 fs etc. Frecvența de lucru este determinată de elementul cu factorul de calitate cel mai mare (cristalul de cuarț), dar este posibil ca, acționând asupra circuitului LC, să modificăm frecvența de lucru în limite mici (să zicem ± 0,5%), dar pentru aceasta circuitul LC se dezacordează masiv (să zicem ± 20%). Încercarea de a modifica mai mult frecvența de lucru se poate solda fie cu ieșirea din funcțiune a oscilatorului, fie cu reamorsarea (prin salt) a frecvenței de oscilație pe frecvența circuitului LC (deci cuarțul se comportă ca o capacitate și nu contribuie la stabilitatea frecvenței). Totul depinde de „rezerva de pantă" a tranzistorului, mai exact de „rezerva" de amplificare pe bucla oscilatorului. Explicația oscilației pe o frecvență ușor diferită de fs (sau 3 fs în cazul nostru) este legată de faptul că, la dezacordul circuitului LC, se introduce o fază care este compensată de faza rezonatorului cu cuarț, astfel încât reacția să rămână pozitivă. De fapt frecvența de oscilație este cuprinsă între f_{LC} și 3 fs, foarte aproape de ultima. Multe cristale de cuarț (în general peste 10...15 MHz) au înscrisă pe ele frecvența armonicii a treia (3 fs). Schema noastră permite funcționarea pe această frecvență („overtone"). Introducând cuarțul într-o schemă clasică (fără circuit LC auxiliar), putem constata că oscilează pe 1/3 din frecvența înscrisă pe el, adică pe fundamentala mecanică.



invers, un cuarț de 9 MHz, în schema noastră, poate oscila pe 9 MHz (dacă f_{LC} = fs), sau 27 MHz (dacă f_{LC} = 3 fs).

Bobina L1 are 8 spire cu sârmă cu Ø 0,2 mm bobinate spiră lângă spiră pe o carcasă cu Ø 6 mm de tipul utilizat în receptoarele TV românești (tipul fără carcasă dar cu miez de ferită). Cuarțul oscilează practic pe toată plaja de reglaj a bobinei, cu valorile indicate pe schemă; dacă frecvența variază masiv cu poziția miezului, înseamnă că nu este îndeplinită condiția $f_{LC} \approx 3$ fs și că frecvența este practic f_{LC}, ceea ce nu este de dorit.

Tensiunea de ieșire se culege din emitorul tranzistorului T1. Dacă se dispune de un receptor de radiodifuziune prevăzut cu posibilitatea de a recepționa banda de radiodifuziune de 11 m, atunci oscilatorul convertorului poate fi „auzit" ca o purtătoare puternică, nemodulată, direct în receptor. Pe frecvența 8,867 și pe armonica a doua a acesteia nu trebuie să se „audă" nimic. Dacă se „aude" și aici, înseamnă că schema oscilează pe fs, circuitul L1C1C2 fiind ineficient. La o realizare corectă, fenomenele nedorite descrise mai sus nu apar și totul „merge dintr-un foc"; dar dacă o componentă este defectă sau inadecvată, defectul poate fi găsit și eliminat pe baza celor descrise mai sus.

Convertorul realizează o schimbare de frecvență de tip „infradină", adică oscilatorului este de frecvență mai mică decât a semnalului. În acest mod, se recepționează porțiunea din gama C.C.I.R. cuprinsă între 91,6 și 99,6 MHz, dacă receptorul recepționează 65—73 MHz.

Utilizând un cuarț de 10,7 MHz (ușor de procurat), se poate recepționa aproximativ între 97 și 105 MHz, reducându-se numărul de spire al bobinei L1 (cu o spiră sau două). În orice variantă, acoperirea nu poate depăși 8 MHz (de pe scala receptorului de bază).

Știind, deci, că modul de lucru corect al convertorului este fs—fh = fi (adică 65—73 MHz), să vedem ce interferențe pot produce alte semnale ce ar pătrunde la intrarea mixerului convertorului. Principalul „necaz" este dat de semnalele fi, adică chiar de semnalele stațiilor puternice din gama O.I.R.T. La receptoarele clasice, cu frecvență intermediară fixă, acest gen de interferență (produs de un semnal perturbator exterior având frecvența fi) este atenuat, în afară de circuitul de intrare, și de un circuit suplimentar rejector montat la intrare și acordat pe fi. Întrucât fi este variabil, această soluție nu mai este practicabilă, iar circuitul de intrare neacordabil de bandă largă „face ce poate", producând o anumită atenuare. Dar, în realitate, semnalele stațiilor O.I.R.T. pătrund și direct în receptor, ca antenă servind linia de interconectare receptor-convertor, care nu este perfect simetrică. Așa că trebuie acceptată „coabitarea" stațiilor C.C.I.R. „convertite" cu stațiile O.I.R.T. pe scala receptorului, cu condiția să nu se suprapună, ci să se „țeasă" pe scală. Firește, dacă tot ansamblul convertor-linie-receptor este ecranat, semnalele O.I.R.T. nu pot pătrunde decât atenuate pe la intrarea convertorului.

Datorită modului de lucru infradină, combinația „imagine" de tip fh—f's = fi nu mai există întrucât fh < fi. Merită însă analizată combinația fh + fs' (tot de ordinul doi), precum și combinațiile date de armonica a doua (52,2 MHz) sau a treia (78,3 MHz) ale oscilatorului local al convertorului. Prima combinație corespunde gamei 38,9...46,9 MHz, unde nu există stații puternice și care este „departe" de frecvența recepționată (gama C.C.I.R.). Într-adevăr (38,9—46,9) + 261 = 65÷73 MHz.

Combinația 2fh + fs' = fi corespunde unor semnale perturbatoare din gama US (12,8—20,8 MHz), iar combinația fs'—2fh = fi unor semnale din gama 117,2—125,2 MHz. Ultima combinație reprezintă o posibilitate reală de interferență, fiind aproape de gama recepționată (C.C.I.R.) dar în acest interval nu sunt stații de radiodifuziune. În fine, combinația 2fh—fs' = fi nu apare ca o sursă de interferență întrucât 2fh < fi. Cititorul poate studia și posibilitatea ca să apară interferențe din combinații de tipul 3fh—fs' = fi sau fs'—3fh = fi.

Revenind la schemă, se observă că schimbarea de frecvență este de tip aditiv, semnalul și oscilația aplicându-se joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T2. Circuitul de intrare este reprezentat de filtrul SOSHIN de tip PFWE3.

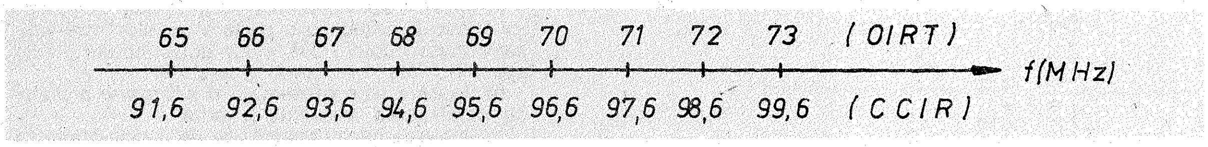
Antena recomandată este de tip „baston" sau de tip dipol în V, cunoscut sub numele de „urechi de iepuraș", în ultimul caz fiind necesar și un circuit de simetrizare (balun), dar în cazul stațiilor locale o sârmă de 70—80 cm poate fi suficientă.

Circuitul de ieșire al mixerului, L2C3, este acordat în mijlocul benzii [illegible] de circa 7...10 MHz, fiind amortizat de rezistența R de 470...620Ω. Acordul lui nu este critic; bobina L2 nu a avut miez de ferită și acordul s-a făcut cu ... letconul, schimbând condensatorul C2. Firește o soluție mai elegantă era utilizarea unui trimer. Bobina L2 a avut 5 spire cu Ø 0,5 mm bobinate cu pas pe o carcasă cu Ø 9 mm pe o lungime L = 7 mm. Înfășurarea L3 a avut 2 spire (spiră lângă spiră) bobinate la capătul „rece" al bobinei L2 (cel decuplat la masă) la o distanță de 2 mm.

Receptorul utilizat are intrare simetrică de 240Ω, iar linia de interconectare este de tip bifilar cu dielectric solid. Imediat lângă înfășurarea L2, s-a conectat un atenuator simetric, format din rezistențele R1R2, de 6dB, pentru a separa circuitul de ieșire al convertorului de circuitul de intrare al receptorului, pentru a reduce „influența" între cele două circuite și a le menține la parametrii proiectați. Oricum, convertorul conferă un câștig de circa 10 dB.

Pe schemă s-au indicat tensiunile continue în emitoarele tranzistoarelor, în cazul alimentării cu 9 V. Aceste valori sunt orientative. Consumul total este ceva mai mic de 4 mA.

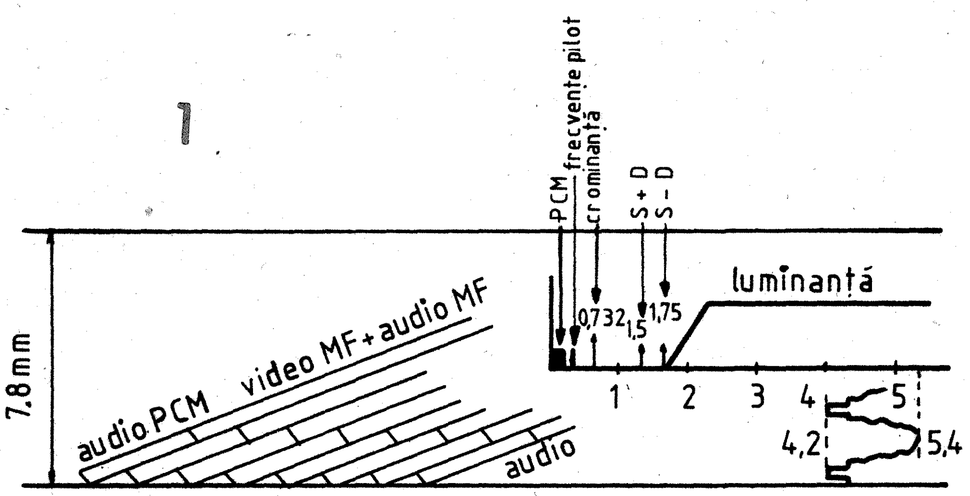
Montajul trebuie realizat pe circuit imprimat, compartimentând cele două etaje, pentru a se evita cuplajul magnetic între cele două bobine. Deci, se va realiza din tablă o „cutie" compartimentată în două, utilizând tehnologia de la amplificatoarele de antenă TV. Se va evita amplasarea bobinelor mai aproape de 1,5...2 cm de ecrane. Toate condensatoarele de decuplare vor fi de tip plachetă ceramică, iar condensatoarele C1, C2, C3 și C4, de tipul disc ceramic (de circuit). În figura 2 este prezentată poziția stațiilor în gama C.C.I.R. recepționate cu ajutorul convertorului pe scala receptorului O.I.R.T. Dacă acesta din urmă nu are intrare pentru 240Ω, ci este prevăzut cu antenă telescopică încorporată, convertorul se va cupla la receptor legând borna (a') la masa convertorului, iar (a) printr-un fir izolat se va apropia de antena receptorului, eventual răsucindu-se o dată pe aceasta. Firul fiind izolat, se va realiza un surogat de cuplaj capacitiv.



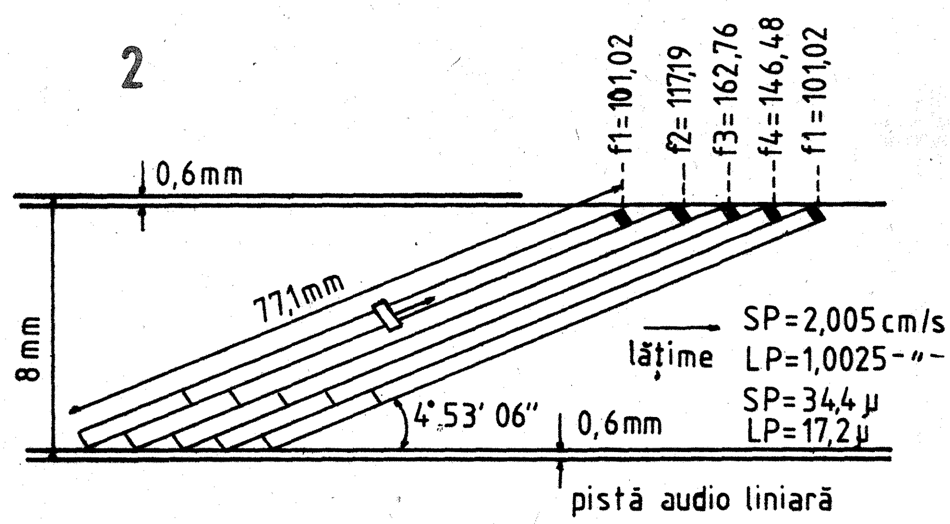
Conducerea automată a CAPETELOR VIDEO ROTATIVE la formatul VIDEO-8

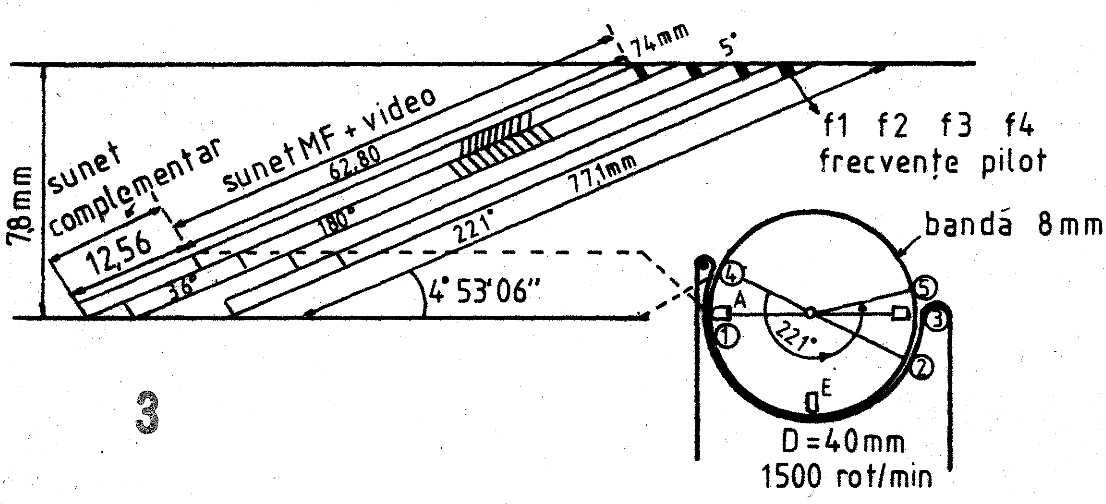
ing. ȘERBAN NAICU

1



2





3

Există trei variante de videocasetofoane în formatul Video-8 și anume:

— **Video-8 mono** care înregistrează patru frecvențe pilot, destinate ghidării celor două capete mobile; purtătoarea de crominanță (0,732 MHz), purtătoarea audio MF (1,5 MHz) și purtătoarea de luminanță (4,8 MHz) considerată ca frecvența centrală a excursiei de frecvență de la 4,2 MHz la 5,4 MHz.

— **Video-8 stereo** care înregistrează un sunet complementar modulat în impulsuri de lățime variabilă (PCM), patru frecvențe pilot de urmărire a pistei; purtătoarea de crominanță (0,732 MHz), două purtătoare modulate în frecvență prin două canale audio (1,5 MHz pentru Stânga+Dreapta și 1,75 MHz pentru Stânga—Dreapta) și purtătoarea de luminanță cu aceeași frecvență centrală (4,8 MHz) și aceeași excursie de frecvență: 4,2 MHz la 5,4 MHz.

— **Video HI 8** cu aceleași frecvențe mai puțin cea a purtătoarei de luminanță (6,7 MHz) pentru o excursie de frecvență de la 5,7 MHz la 7,7 MHz.

Formatul Video-8 a mai fost prezentat în revista noastră în numărul 1/1993 (comparativ cu formatul VHS).

În figura 1 sunt prezentate frecvențele semnalelor Video-8 stereo cu o parte a pistelor rezervate semnalelor audio PCM, celor două sunete MF și spectrelor de luminanță și crominanță.

În figura 2 este prezentată o altă parte a pistei cu amplasarea frecvențelor pilot.

Înfășurarea benzii magnetice de 8 mm lățime se face pe 221° din circumferința discului rotativ. Acesta este prevăzut cu două capete pentru sunetul complementar (pe 36°), pentru semnalele video și audio MF (pe 180°) și pentru frecvențele pilot (pe 5°). În figura 3 se observă cele două capete mobile A și B, precum și capul mobil E destinat ștergerii. Viteza relativă capete/bandă este de 3,12 m/s. Viteza de deplasare a benzii este de 2,005 cm/s în SP și 1,0025 cm/s în LP (în Long Play viteza fiind redusă la jumătate).

Când capul A se găsește, la începutul pistei, în punctul 4, capul B se găsește în punctul 2. Între punctele 4 și 1 capul A înregistează (sau citește) sunetul complementar modulat în impulsuri de lățime variabilă (PCM). Între punctele 1 și 3 capul A înregistrează (sau citește) semnalele de luminanță, crominanță și audio modulate în frecvență. Între punctele 3 și 5 capul A înregistrează (sau citește) frecvențele pilot destinate urmăririi pistei. Rotația capului A începe în punctul 4 și se termină în punctul 5. Ea este compusă din 36° PCM, 180° video și audio și 5° pentru urmărirea pistei (în total 36+180+5=221°).

Când capul A este în punctul 4, capul B este în punctul 2, iar când capul A trece de la punctul 2 la punctul 3, capul B se va deplasa de la punctul 4 la punctul 1.

În figura 4 se disting și mai bine rotația capetelor A și B. Acest sistem permite introducerea unui semnal audio complementar în timpul intervalului dintre punctele 4 și 1.

Între punctele 3 și 5 din figura 4 sunt înregistrate de către capetele rotative video (pe o rotație de 5°) patru frecvențe pilot care formează sistemul de căutare automată a alinierii (ATF).

Capetele video sunt mai late decât pistele și astfel când un cap citește de exemplu frecvența pilot f2, el culege și frecvențele pilot f1 și f3 înscrise pe pistele adiacente (figura 2). Dacă nivelul semnalelor f1 și f3 este identic, capul respectiv este perfect centrat pe pistă și nu este necesară o corecție a sistemului ATF. Este cazul capului mobil din figura 5, când V1=V2 (deci V1—V2=0). Tensiunea V1 se găsește la bornele circuitului acordat pe 45 kHz. În urma fenomenului de „bătăi" care apare între f1=101,02 kHz și f2=117,19 kHz, ia naștere frecvența f2—f1=16 kHz, iar între f2 și f3=162,76 kHz se produce frecvența f3—f2=45 kHz. Acest lucru justifică prezența tensiunii V1 la bornele circuitului de 16 kHz și a lui V2 la bornele circuitului de 45 kHz. Dacă V1=V2 corecția este inoperantă, cabestanul rotindu-se cu aceeași turație.

Dacă viteza de deplasare a benzii scade, tensiunea culeasă de frecvența f1—f2 este mai mare decât cea provenind de la f3—f2, deci V1>V2. Diferența V1—V2 determină accelerarea turației cabestanului și viteza de deplasare a benzii va crește.

Când V1=V2 viteza de rulare a revenit la normal și capul mobil se va deplasa pe axul central al pistei 2 cu V1—V2= +V cabestan.

Dacă banda se deplasează prea rapid, tensiunea la bornele circuitului de 45 kHz va fi mai mare decât cea de la bornele circuitului de 16 kHz, deci V2>V1 și V1—V2=—V cabestan. Cabestanul se va roti mai lent și banda se va deplasa cu o viteză mai redusă. Capul mobil va fi ghidat în mod automat spre centrul axului pistei 2 (fig. 5).

Comanda cabestanului nu se va face în timpul tuturor pistelor ci numai în timpul unei piste din două: astfel de la pista 2 reapare la pistele 4, 6, 8 etc. Este suficient de a se comuta circuitele acordate pe 16 și 45 kHz pentru a se obține o ghidare automată a capetelor rotative în timpul tuturor pistelor.

Urmărirea pistelor se face perfect, în ciuda grosimii foarte mici a acestora: 34,4 μm la SP și 17,2 μm în modul LP. Calculele arată că numărul perioadelor pilot este în medie 58 pentru 5° de fiecare salvă.

CARACTERISTICI ALE CAPETELOR ROTATIVE ȘI ALE PISTELOR LA FORMATUL VIDEO-8 STEREO

1. Viteza de rotație a discului cu capete: 1500 rot./min.
Numărul liniilor într-o secundă N=625x25=15 625.
Fiecare rotație completă a discului (cu 360°) corespunde cu 625 linii.
Numărul de rotații pe secundă: 15 625/625=25 rot/sec. (sau 25x60=1500 rot/min.).
2. Viteza relativă capete magnetice/bandă.
Diametrul discului cu capete: 40 mm.
Circumferința discului: 40 π=125,6 mm.
Numărul de rotații pe secundă: 25.
Viteza relativă capete/bandă: (125,6x25)—v=3,12 m/s
3. Lungimea pistelor:
Fiecare pistă este compusă din: 36° sunet complementar, 180° video și audio FM, 5° frecvențe pilot (total 36+180+5=221°, figura 1).

$$36° = \frac{125,6}{360} \cdot 36 = 12,56 \text{ mm}$$

$$180° = \frac{125,6}{360} \cdot 180 = 62,8 \text{ mm}$$

$$5° = \frac{125,6}{360} \cdot 5 = 1,74 \text{ mm}$$

În total lungimea unei piste va fi de: 77,1 mm — figura 1. Pista video are o lungime de 62,8 mm.

Lungimea unei linii video este de: $\frac{62,8}{312,5}$ = 0,2 mm.

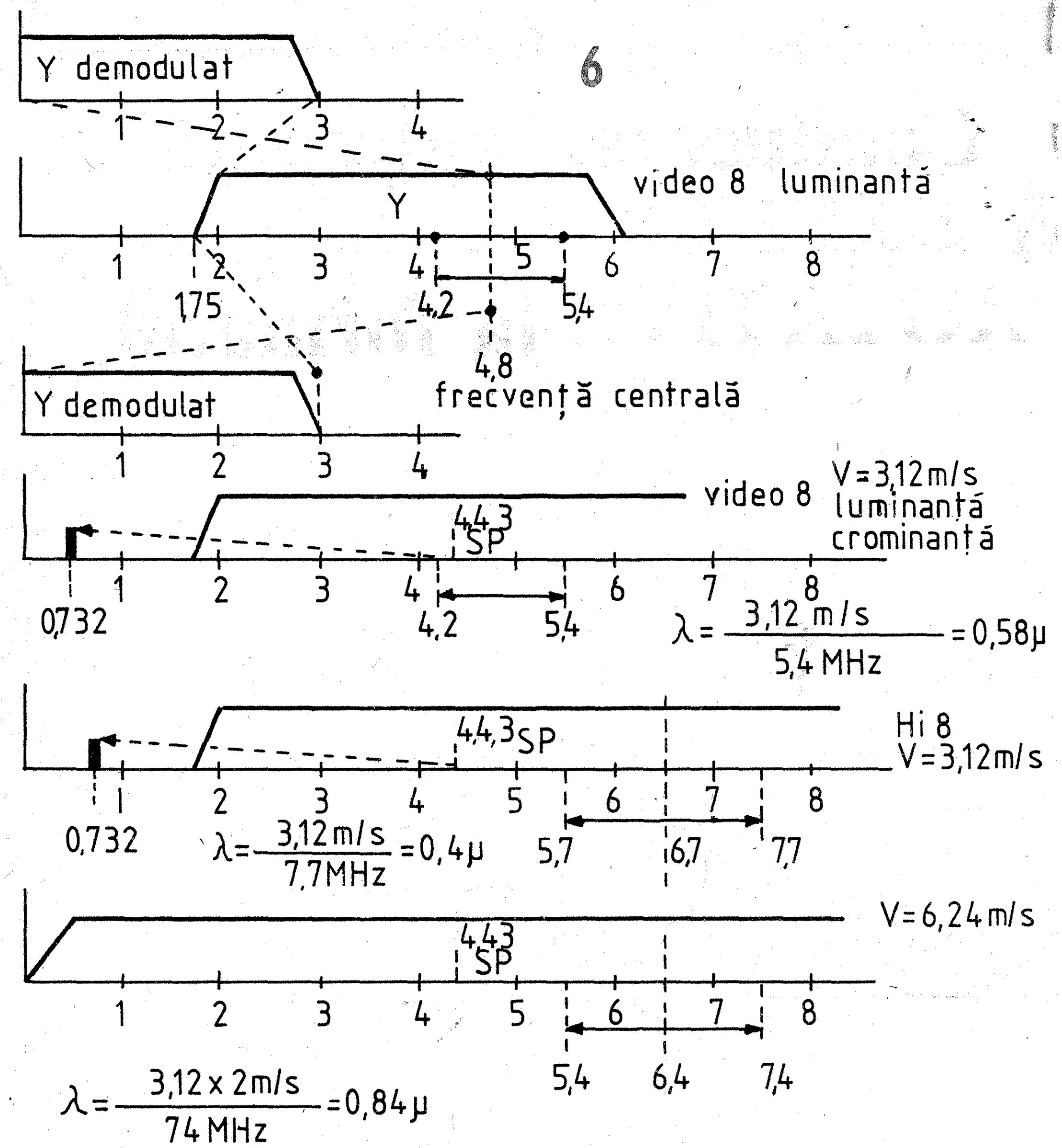
4. Lățimea pistelor video.
Înclinarea pistelor este de 4°53'06"=4,885°. tg 4,885°=0,085. Întrefierul capetelor video: 0,3 m. Lățimea pistelor L=0,085x0,2=0,017 mm la oprire 17 μm, respectiv 17,2 μ la LP și 34,4 μm la SP.
5. Lungimea unei linii video: VxT=3,12 m/s. 64 μs=0,2 mm.

6. Lungimea de undă înregistrată la frecvența maximă a excursiei de frecvență: $\lambda = \frac{V}{f_{max}} = \frac{3,12 \text{ m/s}}{5,4 \text{ MHz}} = 0,58\ \mu$m (bandă cu metal).

7. Numărul de lungimi de undă pe pista video
Lungimea unei piste video: 62,8 mm

Lungimea unei piste utile: 62,8 $\cdot \frac{52}{64}$= 51 mm

Numărul lungimilor de undă pe pistă utilă: $\frac{51 \text{ mm}}{0,58 \text{ mm}}$ = 88 000



8. Numărul lungimilor de undă pe semicadru de 20 ms: 88 000.
9. Numărul lungimilor de undă pe secundă: 88 000x50=4 400 000, deci 4,4 pe μs, deci 4,4x52 μs=228 pe linie.
10. Numărul punctelor pe linie în absența subpurtătoarei: 228x2=456, corespunzător la 3,8 MHz.
La sistemele PAL și SECAM se produce o sensibilă atenuare a frecvențelor ridicate ale semnalului de luminanță, ceea ce determină reducerea numărului de puncte la cca 300, corespunzând la 2,8 MHz.

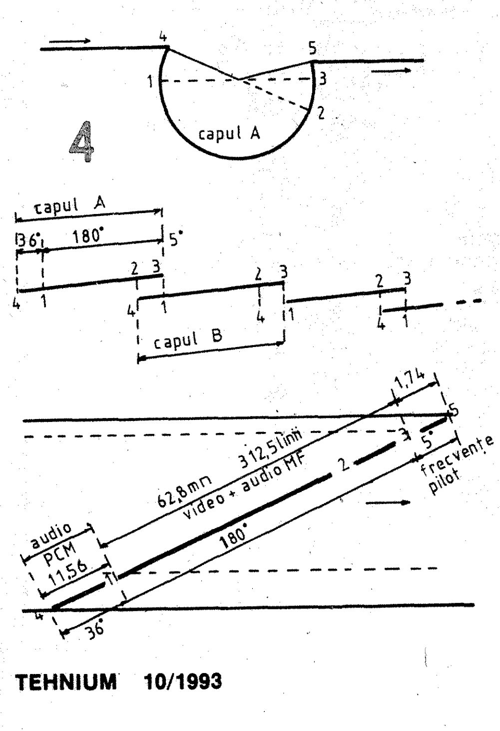
11. Frecvența centrală a semnalului de luminanță (purtătoarea). Excursia de frecvență: $\frac{4,2 + 5,4}{2}$ = 4,8 MHz (purtătoare)

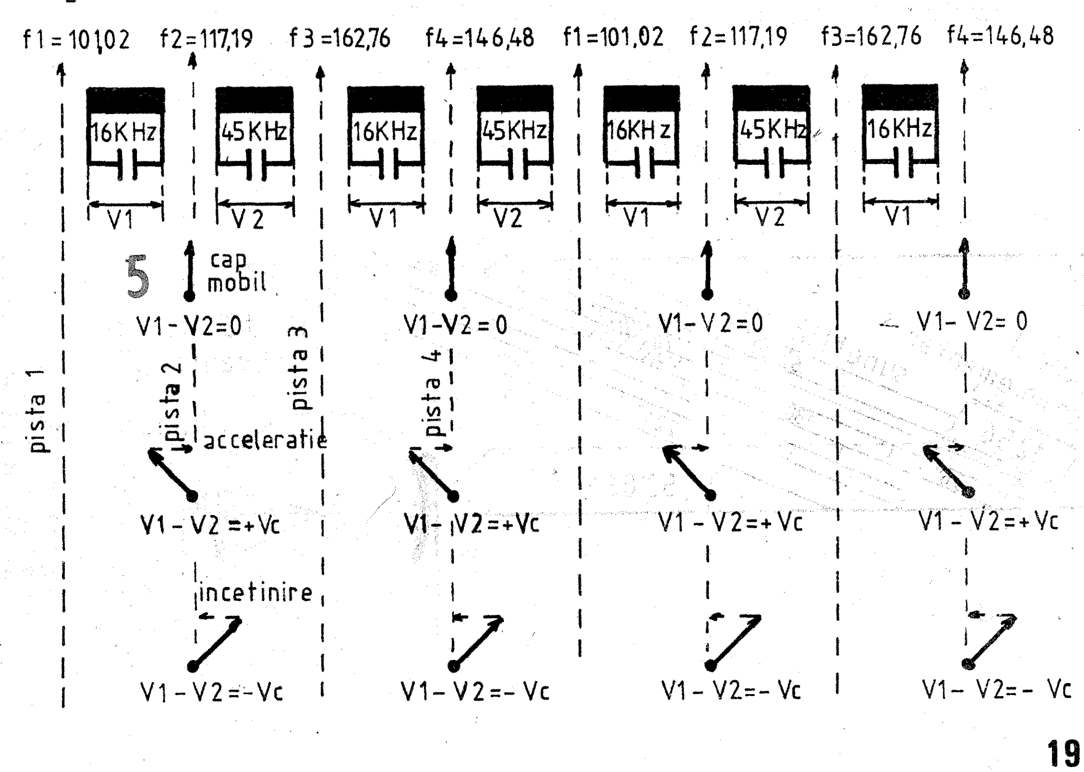
Banda laterală inferioară: 4,8—1,8=3 MHz.
Banda laterală superioară: 5,4—4,8=0,6 MHz.
Indice de modulație: f/f_{mod}=0,3/2,8=0,107 luminanță.
Negru: 3,8 MHz; Alb: 5,6 MHz.
Indice de modulație al crominanței 75/20=3,75
Δf=(5,4—4,8)/2=±0,3 MHz.
12. Număr de perioade pe distanță de 5°:

$$5° = \frac{125,6 \text{ mm} \cdot 5°}{360°} = 1,74 \text{ mm}$$

Lungimea de undă înregistrată corespunzătoare unei frecvențe pilot de 101 kHz este egală cu V/f.

(CONTINUARE ÎN PAG. 21)





SURSA STABILIZATĂ AUTOPROTEJATĂ

ing. MIRCEA FALLON, YO2LAK, Petroșani.

Sursa prezentată permite alimentarea oricărui consumator de 60—70 W, având tensiunea de lucru de maximum 30 V. Avantajele pe care le prezintă sunt următoarele:

— reglaj continuu al tensiunii stabilizate între 2,5 și 30 V;
— reglaj continuu al curentului absorbit între 0,6 și 2,5 A;
— stabilitate foarte bună a tensiunii de referință;
— limitare la supracurent;
— protecție la procesele tranzitorii;
— afișare analogică a tensiunii stabilizate și a curentului absorbit;
— filtrare foarte bună a brumului și șocurilor din rețea.

Schema de principiu este dată în fig. 1. Transformatorul de rețea este realizat astfel încât să debiteze maximum 3 A. Miezul este format din tole FeSi (E+I)12, cu secțiunea de 12,6 cm². Înfășurarea primară are 840 spire din Cu Em Ø 0,4 mm. Înfășurarea de 30 V are 130 spire din Cu Em Ø 1 mm. Înfășurarea auxiliară, care alimentează lampa de semnalizare a funcționării are (29+50+21) spire din Cu Em Ø 0,2 mm. Această ultimă înfășurare asigură mai multe tensiuni diferite (prin combinația prizelor), permițând astfel utilizarea oricărei lămpi de semnalizare precum și utilizarea unor tensiuni suplimentare în cazul modificării schemei.

Redresarea este dublă alternanță, asigurată de două punți 3PM05 montate în paralel. Utilizarea a două punți conferă o fiabilitate sporită în cazul unei funcționări îndelungate la curentul maxim și permite creșterea curentului debitat până la 5A în cazul când, desigur, se schimbă datele transformatorului.

Condensatoarele C1—C4 atenuează vârfurile de tensiune ce se fac simțite la comutația diodelor redresoare. Filtrajul tensiunii redresate se asigură prin condensatorul C5, de 3300—6800 μF.

Amplificatorul de eroare al sursei, realizat cu operaționalul CI_{12} (βA741) este alimentat cu tensiune stabilizată (40 V) de pe doidele D1—D2. La fel este alimentat și operaționalul CI_1 (tot βA741), care dă referință foarte stabilă, utilizând o diodă de 5,1 V, care are α= 1 (cel mai apropiat de zero).

Tensiunea de referință pentru CI_1 se culege cu ajutorul potențiometrului P1, cu care se reglează și tensiunea de ieșire.

Circuitul CI_1 comandă un etaj Darlington, format din tranzistoarele T5 și T3 care, la rândul lui, comandă tranzistoarele de putere T1 și T2. S-au utilizat două tranzistoare 2N3055 pentru micșorarea puterii disipate pe capsulă și pentru mărirea fiabilității sursei.

Limitarea la supracurent acționează prin intermediul tranzistorului T6, care culege pentru comandă o fracțiune din tensiunea de pe R5, prin potențiometrul P2. Acest potențiometru permite fixarea pragului de intrare în acțiune a limitării curentului. În momentul depășirii pragului fixat, se aprinde lampa L2. Pe poziția de curent maxim, tranzistoarele T4 și T6 sunt practic blocate, limitarea nu mai acționează și sursa poate debita până la 5A, prag a cărui depășire duce la arderea siguranței F (folosirea acestui curent este uneori necesară pentru experimente de scurtă durată, chiar dacă produce o importantă cădere de tensiune).

Diodele D4—D8 protejează sursa la procesele tranzitorii. Miliampermetrul conectat la ieșire are scala etalonată atât pentru tensiune, cât și pentru curent, putând fi conectat în funcție de necesități, prin comutatorul miniatură K2. Șuntul R_s și rezistențele adiționale R_{a1}, R_{a2} se vor dimensiona în funcție de aparatul de măsură utilizat.

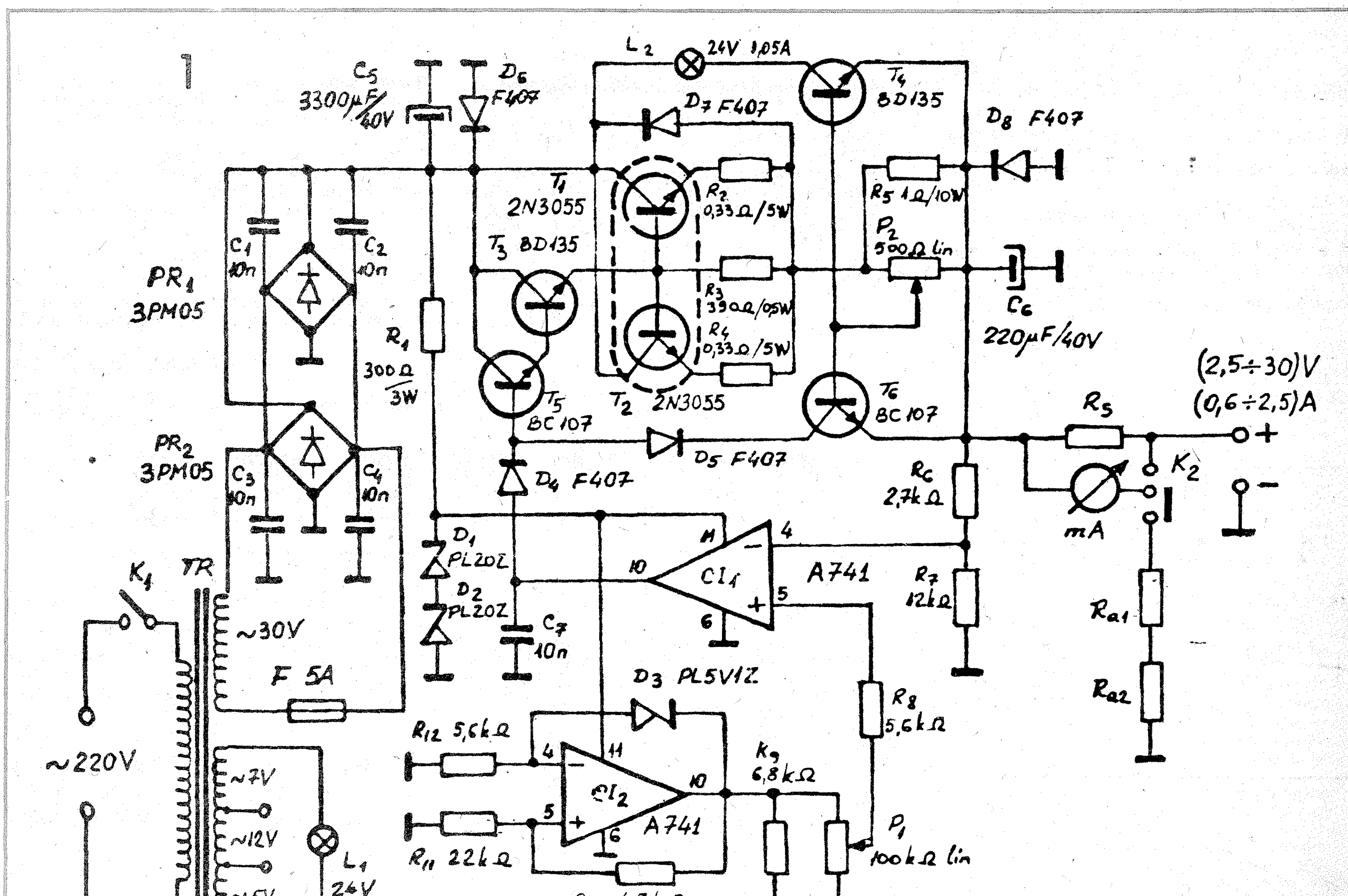
Tranzistoarele 2N3055 sunt montate pe un radiator comun, cu suprafața totală de circa 400 cm². Radiatorul este realizat din două bucăți de tablă de aluminiu cu grosimea de 2 mm și dimensiunile aproximative 200x100 mm, care se îndoaie sub forma literei U și se montează suprapuse, fiind strânse bine cu șuruburile de fixare a tranzistoarelor. Se mai poate încerca montarea tranzistoarelor de putere pe peretele din spate al cutiei, dacă acest perete este din aluminiu.

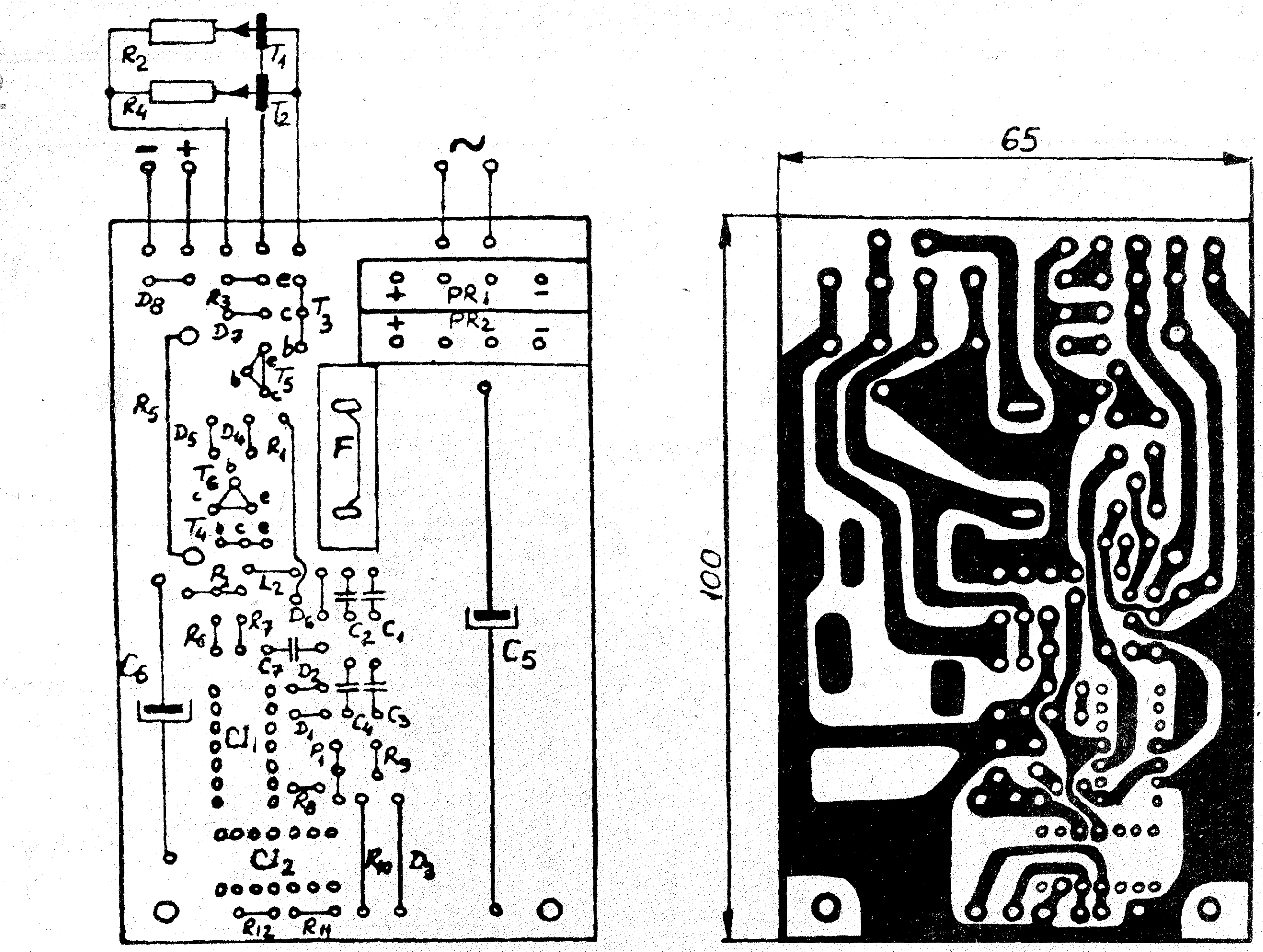
Cablajul imprimat este dat în fig. 2, la scara 1:1. Siguranța F, de tip radio (în tub de sticlă) este montată pe cablaj, într-un suport adecvat.

Instrumentul utilizat la indicarea tensiunii și curentului este un miliampermetru magnetoelectric cu clasa de precizie 2,5 (mai mult decât suficientă), a cărui scală se etalonează în volți (de la 0 la 30) și în amperi (de la 0 la 2,5 și/sau de la 0 la 5), stabilindu-se valorile rezistoarelor R_s, R_{a1} și R_{a2} astfel ca la cap de scală aparatul să indice valorile maxime ale tensiunii și curentului. La etalonare se vor folosi sarcini corespunzătoare (rezistoare care să absoarbă curenții respectivi și să disipe puterea calculată la acele valori).

Carcasa sursei poate fi realizată din tablă de fier sau aluminiu, perforată în dreptul radiatorului, pentru aerisire. Gabaritul este la latitudinea constructorului, astfel ca accesul la

1





2

circuitul imprimat să fie comod pentru măsurători, în caz de depanare. Pe panoul frontal al sursei se montează cele două lămpi de semnalizare L1 și L2 (sau LED-uri pentru cei mai pretențioși și cu tendințe de miniaturizare), potențiometrele de reglaj P1 și P2, întrerupătorul de rețea K1, instrumentul de măsură, comutatorul K2, precum și bornele de ieșire.

Pe panoul din spate se practică un orificiu pentru trecerea cablului de alimentare (printr-un inel de cauciuc) și se poate încerca de asemenea montarea siguranței într-un suport adecvat, pentru a asigura accesul mai comod, fără desfacerea carcasei. Eventualele modernizări rămân la fantezia amatorului.

(URMARE DIN PAG. 19)

V = 3,12 m/s, f = 101 kHz

$$\lambda = \frac{3.120}{101.000} = 0,03 \text{ mm}$$

Numărul de perioade în timpul unei distanțe de

$$1,74 \text{ mm: } N = \frac{1,74}{0,03} = 58$$

CARACTERISTICI ALE FORMATULUI Hi 8

Excursia de frecvență: 5,7 la 7,7 MHz
Frecvența centrală: (5,7+7,7)/2=6,7 MHz
Banda laterală inferioară: 6,7—1,8=4,9 MHz

Numărul de puncte distincte pe verticală este de 0,7 ori numărul de linii utile ale imaginii (factorul lui Keel), adică cca 400 la 625 de linii. Cele 400 de puncte verticale corespund într-un sistem omogen la 400x4/3=530 puncte orizontale, adică la 5 MHz cca. 625 de linii.

Banda laterală inferioară a formatului Hi 8 fiind de 4,9 MHz, se poate admite că numărul de puncte pe linie este de 500.

Prezența subpurtătoarei determină o atenuare sensibilă a frecvențelor ridicate ale semnalului de luminanță între 4 și 5 MHz. Această atenuare necesită o supracorecție omnidirecțională în jur de 360 de puncte orizontale (3,5 MHz) și 270 de puncte verticale.

CREȘTEREA BENZII DE TRECERE

Lungimea de undă înregistrată pentru un semnal corespunzător limitei superioare a excursiei de frecvență este de cca 0,6 μm cu o bandă metal. S-a văzut anterior că se pot înregistra 88 000 de lungimi de undă pe pistă utilă de 51 mm, corespunzător la cca 456 puncte de imagine pe linie, în absența subpurtătoarei și la 3,8 MHz.

Datorită faptului că excursia de frecvență se situează între 4,2 și 5,4 MHz la formatul Video-8 și subpurtătoarea color la 4,43 MHz, va fi necesar să se înregistreze informațiile de crominanță ale semnalului video independent de informațiile de luminanță.

În figura 6a se prezintă spectrul luminanței în absența subpurtătoarei de crominanță.

În figura 6b semnalul de culoare este suprapus peste o frecvență purtătoare de 0,732 MHz. Frecvența centrală a excursiei de frecvență se situează la(4,2+5,4)/2=4,8 MHz și banda laterală inferioară se găsește între 4,8 și 1,75 MHz, banda de trecere la formatul Video-8 fiind de 3,1 MHz. La formatul Hi-8 frecvența centrală este la 6,7 MHz, cu o excursie de la 5,7 la 7,7 MHz. Banda laterală inferioară ocupă 4,7 MHz, corespunzător la 430 puncte pe linie, iar indicele de modulație crescând la 1/4,7=0,21. Pentru a avea un minim de distorsiuni, se transmite banda superioară până la o frecvență egală cu frecvența centrală (purtătoare)+Δf.

Figura 6c prezintă spectrele la Hi-8. Frecvența purtătoarei de crominanță a rămas la 0,732 MHz.

Utilizând bandă metal, împreună cu capete video model nou, lungimea de undă înregistrată pentru un semnal corespunzător limitei superioare a excursiei de frecvență va fi de cca 0,6 μm ($\lambda = V/f_{max}$; unde V=3,12 m/s; f_{max}=5,4 MHz), în cazul formatului Video-8.

În cazul Hi-8 frecvența maximă a excursiei de frecvență este de 7,7 MHz și $\lambda = \frac{3,12 \text{ m/s}}{7,7 \text{ MHz}} = 0,4\ \mu$m.

Această lungime de undă fiind imposibil de realizat, banda de trecere corespunzătoare acestei lungimi de undă nu poate fi obținută ca în figura 6c, cu o bandă laterală inferioară valorii de 4,7 MHz.

Pentru a se obține λ=0,6 m, cabestanul trebuie să se învârtă de 0,6/0,4=1,5 ori mai repede.

Dacă frecvența minimă a excursiei de frecvență este mai mare decât cea mai mare frecvență a semnalului video (5 MHz), spectrul va arăta ca în figura 6d.

În aceste condiții prezența unei purtătoare de crominanță independente nu va fi necesară. Atât timp cât viteza de rotație a cabestanului va fi prea mare pentru un videocasetofon destinat marelui public (1,500x1,5 rot/min), purtătoarea semnalului de crominanță este independentă (0,732 MHz) și spectrele de luminanță și crominanță ale formatului Hi-8 sunt cele prezentate în figura 6c.

ÎNTREFIERUL CAPETELOR MAGNETICE

Lungimea de undă λ trebuie să fie de același ordin de mărime cu dimensiunea întrefierului capetelor magnetice și a granulelor de ferită din stratul magnetic al benzii. Aceste dimensiuni au o limitare fizică. Dacă f_{max} a excursiei de frecvență crește, viteza (v) trebuie de asemenea să crească (fig. 6d). Întrefierul capetelor la formatele VHS și Video-8 este de cca 1 μm, iar cel al capetelor nou apărute pentru banda metal de cca 0,3 μm.

COMPATIBILITATEA DE LECTURĂ (CITIRE)

Citirea capetelor video înregistrate în sistemele S-VHS sau Hi-8 nu este posibilă cu vieocasetofoane de tip VHS sau Video-8. Acest lucru se poate ușor observa comparând spectrele prezentate în figurile 6b și 6c.

Semnalele de luminanță și de crominanță sunt tratate separat și nu suprapuse ca la VHS sau Video-8.

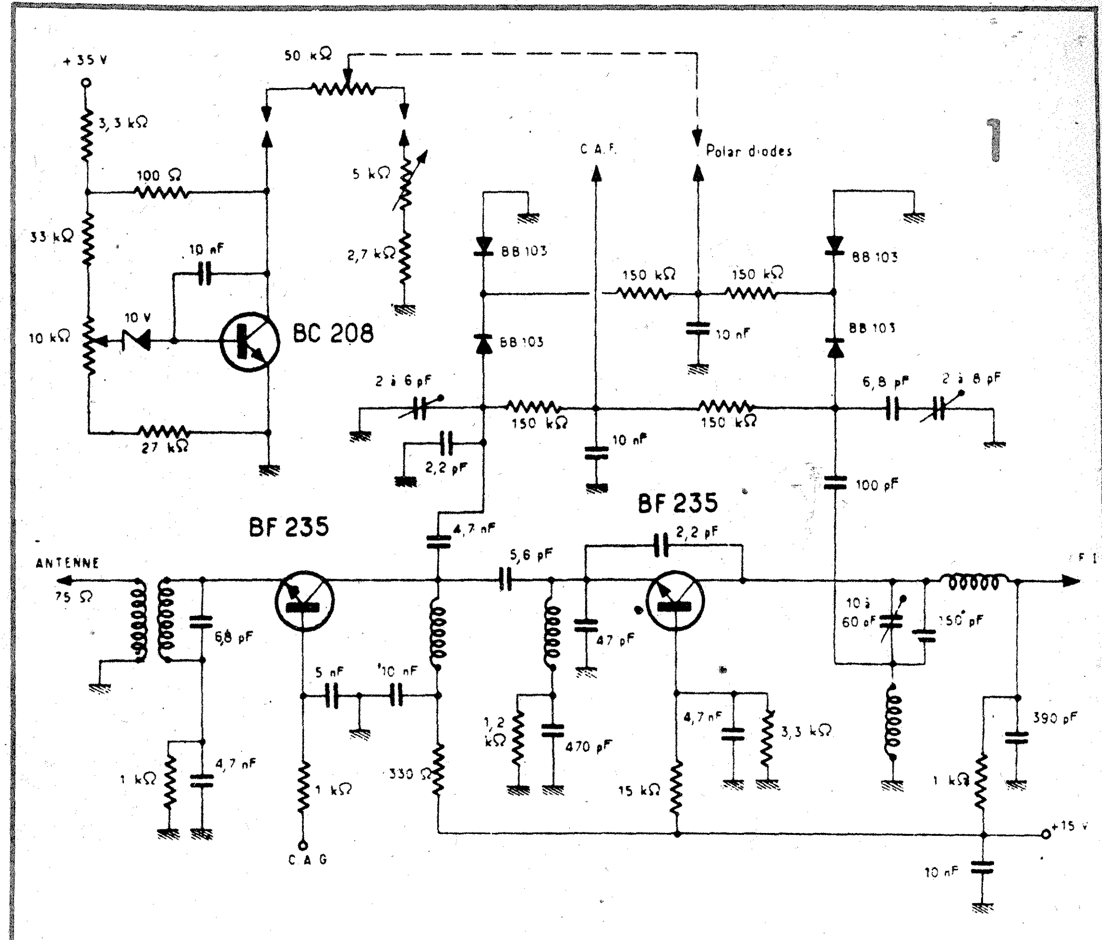
În schimb compatibilitatea de lectură este totală pentru videorecorderele S-VHS sau Hi-8, care identifică în mod automat modul de înregistrare folosit pe videocasete și comută circuitele de citire. Există un adaptor care demodulează semnalele PAL în componente separate redând componentele primare (roșu, verde și albastru). Semnalul de luminanță conține de asemenea informațiile de sincronizare. Semnalul de crominanță este constituit din salvele de identificare de fază PAL, situate după impulsurile de sincronizare pe linii și subpurtătoarea de crominanță PAL.

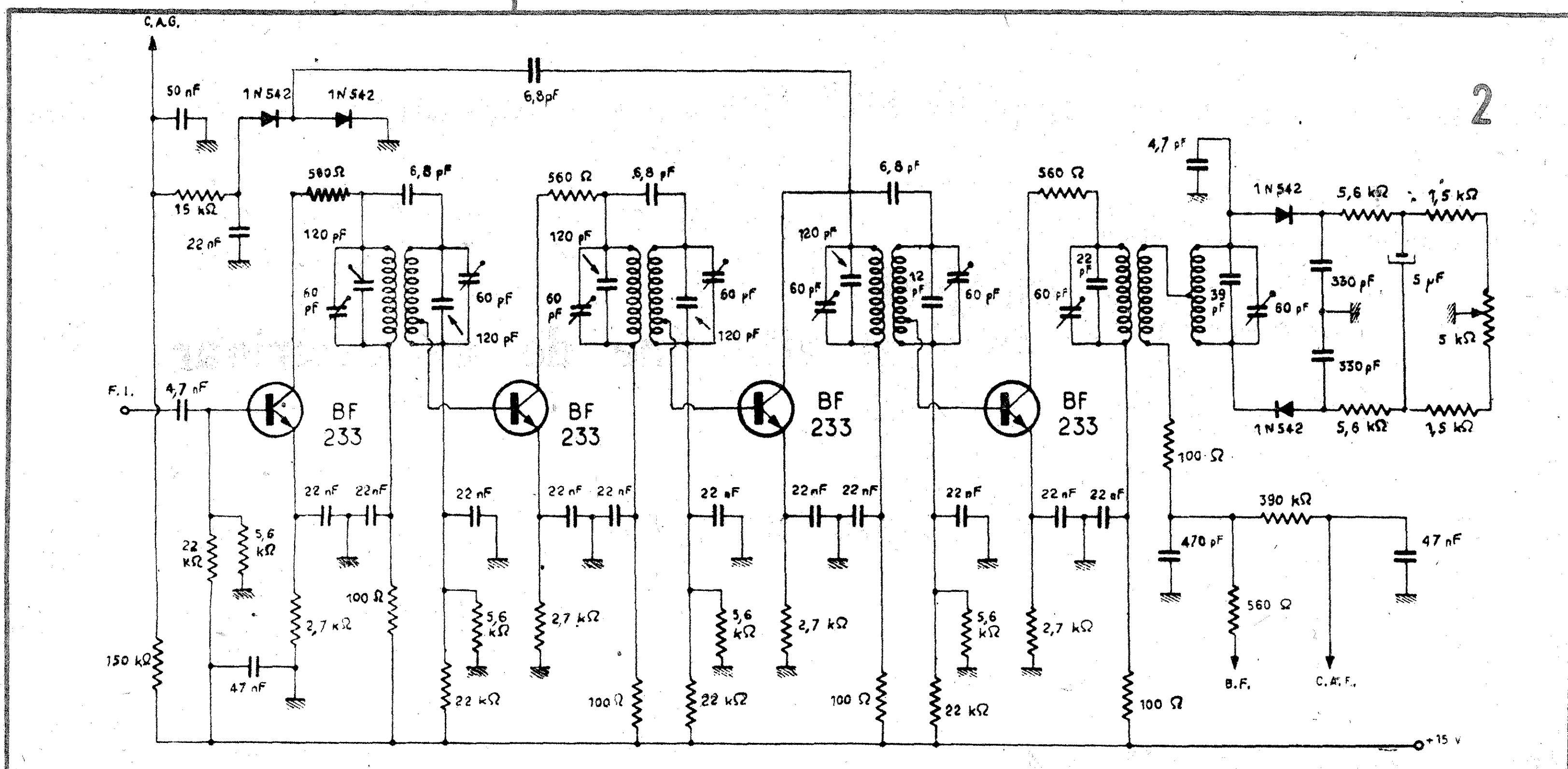
Noile benzi magnetice pentru formatul Hi-8 conțin un film subțire metalic depus prin evaporare în vid pe un suport de polyester. Aliajul cobalt-nichel permite atingerea unei concentrații a atomilor foarte ridicată, rezultând o remanență care ajunge la 3700 gauși și o coercitivitate de 2900 oersted.

BIBLIOGRAFIE

1. Colecția revistei le Haut-Parleur
2. Colecția revistei Tehnium

TUNER UUS





Mai mulți cititori s-au arătat interesați în construcția unui tuner UUS pe gama 88-108 MHz.

Din schema de principiu (fig. 1) se observă că acest tuner are acordul cu diode varicap. Acestea primesc polarizarea de la o tensiune de +35 V stabilizată de trnzistorul BC208 și dioda zener PL10. Acordul în gamă se face cu un potențiometru de 50 kΩ, iar centrarea și delimitarea gamei de recepție se controlează din semireglabilul cu valoarea de 5 kΩ.

Dacă în locul unui singur potențiometru de 50 kΩ se montează mai multe intercomutabile cu un comutator tip claviatură, se obține un tuner cu preselecție pe posturi fixe.

Se observă că pe schemă apare și controlul automat al frecvenței. Acest control automat se realizează aplicând diodelor varicap BB 103 un potențial luat de la discriminator (fig. 2).

Eficiența CAF, deci acordul exact se stabilește din condensatoarele trimer de 2—6 pF.

Tensiunea pentru controlul automat al amplificării este obținută prin redresarea unei tensiuni din lanțul de frecvență intermediară. Această tensiune redresată se aplică pe baza primului tranzistor amplificator de radiofrecvență.

Bobinele au câte 3 spire CuEm 0,4 cu diametrul de 4 mm și pas 0,5 mm. Cuplajul cu antena se face cu 1,5 spire aplicate peste L_1.

Alinierea tunerului se face cu un generator sau pur și simplu recepționând o stație de emisie.

LE HAUT-PARLEUR 1308

BIOFARM

Societatea Comercială

Produce și comercializează

BIOFARM SA

medicamente naturale de uz uman şi veterinar

Sub formă de:

- comprimate şi drajeuri
- pulberi şi granule
- soluţii injectabile
- soluţii oftalmice, nazale şi otice
- capsule gelatinoase moi
- sprayuri
- tablete turnate
- soluţii uz intern şi extern
- siropuri
- extracte vegetale şi tincturi

Vă oferă:

- COLEBIL
- APILARNIL POTENT
- ROMAZULAN
- ASORIAN
- BIXTONIM
- OSSIDENTA
- TRIFERMENT
- SILIMARINA
- HEPARINA
- HELIGAL

NOU!

ADENOSTOP în tratamentul adenomului de prostată

ESCULINĂ fragilitate capilară, edeme, tromboflebite, tulburări trofice, hemoroizi

VITASPOL energizant, după efort intens şi prelungit

CRADIL vasodilatator coronarian

MARIPAN contra panariţiu

Str. Logofăt Tăut 99, Sector 3, Telefon: 621 31 38
Fax: 312 56 32, Telefon: 620 62 20, Telex: 10 852